

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN TECHNOLOGIE DES SYSTÈMES

PAR
HANDY FORTIN BLANCHETTE

INTERFAÇAGE D'UNE COMMANDE EXTERNE À UN SIMULATEUR EN TEMPS
RÉEL D'ENTRAÎNEMENTS ÉLECTRIQUES

MONTRÉAL, LE 23 MAI 2003

© droits réservés de Handy Fortin Blanchette

EXTERNAL CONTROLLER INTERFACING WITH AN ELECTRIC DRIVE REAL TIME SIMULATOR

Handy Fortin Blanchette

ABSTRACT

Electric machines started being used in industry at the beginning of the century. Powerful, nonpolluting and reliable, they quickly downgraded the steam machines. Since their arrival, methods developed with an aim of controlling these machines did not cease increasing. The purpose of current research is to improve these control methods.

However, in spite of the ingeniousness of the researchers and the power of mathematics surrounding the modern control theories, only few of these are applied in industry. The reason of this is simple. A lot of research is carried out in universities and, most of the time, it is very difficult in practice to test the control methods effectively. In fact, the required equipment is very expensive and laboratory costs are exorbitant.

Differed time simulation of electric drives presents an alternative to this. Indeed, it is possible in simulation to test with an average effectiveness, the level of performance of an electric drive prototype. However, this type of simulation presents two major disadvantages. Firstly, each simulation requires a significant amount of time. It thus becomes very difficult to process many tests to improve the prototype. Secondly, this simulation type uses the modeling of the controller. Currently, one cannot prove that these simulation results will be identical to real life hardware results.

To fill these lacks, real time simulation has been developed. With this type of simulation, it is possible to connect a hardware controller to a simulator and this is the step we will cross in this master's thesis. The machine and the bridge being modelled inside the simulator, we will connect a real external asynchronous machine controller at the outside.

Good open and closed loop simulation results are presented in this work. This confirms the validity of the approach.

INTERFAÇAGE D'UNE COMMANDE EXTERNE À UN SIMULATEUR EN TEMPS RÉEL D'ENTRAÎNEMENTS ÉLECTRIQUES

Handy Fortin Blanchette

(Sommaire)

En dépit de l'ingéniosité des chercheurs et de la puissance des mathématiques entourant les théories de la commande moderne, rares sont les nouveaux schèmes de contrôle qui sont appliqués en industrie faute de validation expérimentale.

La simulation en temps différé présente une porte de sortie à ce problème. Toutefois, ce type de simulation présente deux inconvénients majeurs. Premièrement, chacune des simulations exigent un temps important. Deuxièmement, ce type de simulation utilise la modélisation du contrôleur et non le contrôleur réel.

La simulation en temps réel permet de combler ces manques car il est alors possible de raccorder un contrôleur matériel au simulateur. C'est l'étape que nous allons franchir dans ce mémoire.

D'excellents résultats de simulation en boucle ouverte et en boucle fermée sont présentés dans ce travail ce qui confirme la validité de l'approche.

INTERFAÇAGE D'UNE COMMANDE EXTERNE À UN SIMULATEUR EN TEMPS RÉEL D'ENTRAÎNEMENTS ÉLECTRIQUES

Handy Fortin Blanchette

SOMMAIRE

Les machines électriques ont fait leur entrée dans l'industrie dès le début des années 1900. Performantes, non polluantes et fiables, elles ont rapidement déclassé les machines à vapeur. Depuis leur apparition, les méthodes développées dans le but de contrôler ces machines n'ont cessé d'évoluer.

Toutefois, en dépit de l'ingéniosité des chercheurs et de la puissance des mathématiques entourant les théories de la commande moderne, rares sont les nouveaux schèmes de contrôle qui sont appliqués en industrie. La raison de ceci est simple. La majorité des recherches sont effectuées dans les universités et, dans la plupart des cas, il est très difficile d'éprouver efficacement d'une manière pratique les commandes. En réalité le matériel requis est très dispendieux et des coûts de fonctionnement d'un tel laboratoire sont exorbitants.

La simulation en temps différé des entraînements électriques présente alors une porte de sortie. En effet, il est possible en simulation de tester avec une efficacité moyenne le niveau de performance d'un prototype d'entraînement électrique. Toutefois, ce type de simulation présente deux inconvénients majeurs. Premièrement, chacune des simulations exigent un temps important. Il devient donc très difficile d'effectuer beaucoup de tests du prototype d'entraînement. Deuxièmement, ce type de simulation utilise la modélisation du contrôleur. En réalité, on ne peut prouver que ceci fonctionne réellement avec une véritable commande matérielle.

Pour combler ces manques, nous disposons de la simulation en temps réel. Avec ce type de simulation, il est possible de raccorder un contrôleur matériel à un simulateur et c'est l'étape que nous allons franchir dans ce mémoire. La machine et le pont étant modélisés à l'intérieur du simulateur, nous allons brancher une commande réelle de machine asynchrone à l'extérieur.

D'excellents résultats de simulation en boucle ouverte et en boucle fermée sont présentés dans ce travail ce qui confirme la validité de l'approche.

**CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE:**

- **M. Louis-A. Dessaint, directeur du mémoire**
Département de génie électrique de l'École de technologie supérieure
- **M. Roger Champagne, professeur**
Département de génie électrique de l'École de technologie supérieure
- **M. Kamal Al-Haddad, président du jury**
Département de génie électrique de l'École de technologie supérieure

IL A FAIT L'OBJET D'UNE PRÉSENTATION DEVANT JURY ET UN PUBLIC
LE 17 AVRIL 2003
À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

AVANT-PROPOS

Ce document présente les travaux que j'ai effectués dans le cadre du programme de maîtrise en génie électrique de l'école de technologie supérieure.

Un important travail préliminaire a été effectué dans le cadre d'une thèse de doctorat réalisée par M. Roger Champagne. Les principes fondamentaux utilisés dans ce mémoire proviennent en majeure partie de ce travail important. Ma contribution se situe au niveau de la validation expérimentale des principes décrits dans cette thèse.

L'objectif du travail est de démontrer que la simulation en temps réel des entraînements électriques est réalisable.

Les travaux ont permis de démontrer que la simulation en temps réel des entraînements électriques est possible et très intéressante. Toutefois, une expérimentation des commandes de moteur plus modernes est la prochaine étape pour des travaux futurs.

Ce projet m'a été présenté par M. Louis-A. Dessaint à l'hiver 2001 et j'ai accepté d'y participer dans le but de me spécialiser en commande des machines électriques.

J'aimerais d'ailleurs remercier le professeur Louis-A. Dessaint pour la confiance qu'il m'a accordée en me confiant ce projet.

J'aimerais également remercier M. Roger Champagne pour le support qu'il m'a fourni tout au long des expérimentations.

Et de tout mon cœur je remercie ma famille, qui m'a supporté moralement depuis le début de mes études, dans les choix que j'ai eu à faire et dans les moments difficiles.

Finalement, j'exprime toute ma gratitude et mon affection envers ma copine Aline pour toutes les heures de patience et la compréhension qu'elle m'a accordée tout au long de ce travail.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE.....	iii
ABSTRACT	iv
AVANT-PROPOS	v
TABLE DES MATIÈRES	vii
LISTE DES TABLEAUX.....	xii
LISTE DES FIGURES	xiv
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES	xvii
INTRODUCTION	1
 CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE	 3
 CHAPITRE 2 MODÉLISATION DE LA MACHINE ET DES INTERRUPTEURS DE PUISSANCE.....	 5
2.1 Introduction	5
2.2 Aspects de la modélisation de la machine asynchrone.....	5
2.3 Modélisation de la machine sous forme de variables d'états.....	6
2.4 Analyse des semi-conducteurs utilisés en simulation	17
2.4.1 Critères de sélection.....	17
2.4.2 Comparaison des modèles	18
2.5 Construction de la matrice de simulation du circuit RL.....	19
2.5.1 Définition de l'arbre topologique du circuit RL.....	20
2.5.2 Remarques concernant les sources commandées.....	23

2.5.3	Transformation du circuit en équations d'états	24
2.5.4	Construction des équations d'états	29
2.6	Application numérique de l'étude topologique	34
2.7	Simulation du circuit RL	36
2.8	Conclusion	38
CHAPITRE 3 STRUCTURE DU CONTRÔLEUR		39
3.1	Architecture du contrôleur utilisé	39
3.1.1	Structure du contrôleur de vitesse	39
3.1.2	Performance de la commande utilisée	40
3.1.3	Bases de temps des signaux du contrôleur	41
3.1.4	Limitations du contrôleur MC68332	41
3.2	La modulation vectorielle	42
3.3	Définitions des tensions	43
3.4	La transformation $\alpha\beta$	47
3.4.1	Transformation des vecteurs de tension dans le plan $\alpha\beta$	48
3.4.2	Calcul des temps de conduction de la MLIV	51
3.5	La modulation vectorielle pratique	55
3.5.1	Calcul des temps de conduction de la MLIV centrée	56
3.5.2	Exemple de calcul des temps de conduction	60
3.5.3	Modulation justifiée à droite	61
3.6	Conclusion	64
CHAPITRE 4 TOPOLOGIES UTILISÉES		65
4.1	Raccordement du contrôleur MC68832 au pont triphasé à MOS	66
4.2	Raccordement du contrôleur MC68332 au simulateur Hypersim	66
4.3	Modélisation du contrôleur et du pont dans l'environnement SPS	67
4.4	Conclusion	68

CHAPITRE 5 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX DE L'INTERCONNEXION DE LA COMMANDE AVEC LE SIMULATEUR HYPERSIM. 70

5.1	Limitations du montage expérimental	70
5.2	Comparaison entre l'expérimentation pratique et la simulation	71
5.2.1	Objectif du travail de comparaison	71
5.2.2	Conditions de test.	71
5.2.3	Comparaison des résultats pratiques et de simulations	72
5.2.4	Comparaison des analyses fréquentielles.	73
5.2.5	Analyse des résultats	77
5.3	Choix de la fréquence de commutation	79
5.3.1	Analyse des impulsions de la MLIV	79
5.4	Résultats expérimentaux de l'interconnexion du MC68832 avec Hypersim	83
5.4.1	Démarrage de la machine et perturbation de charge	84
5.4.2	Démarrage de la machine avec un couple de type ventilateur.	87
5.4.2.1	Conditions du test.	87
5.4.3	Perte d'un interrupteur de puissance	89
5.4.3.1	Conditions du test.	89
5.4.4	Échelon de couple en boucle fermée	93
5.4.4.1	Conditions du test.	93
5.4.5	Analyse spectrale des courants en régime permanent	97
5.5	Conclusion	100

CHAPITRE 6 IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES DES MACHINES

	ASYNCHRONES.	102
6.1	Motivations des recherches	102
6.2	Critères de sélection d'une méthode de recherche des paramètres.	103
6.3	Équations en régime permanent de la machine asynchrone.	104
6.4	Test de la machine à vide et à rotor bloqué	109

6.4.1	Test à vide	109
6.4.2	Test en rotor bloqué	109
6.5	Algorithmes génétiques (AG)	111
6.5.1	Contexte de l'utilisation des algorithmes génétiques	111
6.5.2	Principes de base des AG	112
6.5.3	Mise en application des algorithmes génétiques	113
6.5.4	Analyse de la méthode des AG	119
6.6	La méthode du gradient	119
6.6.1	Description de la méthode du gradient	119
6.6.2	Analyse de la méthode du gradient	121
6.7	Méthode de recherche aléatoire avec analyse des valeurs propres	121
6.7.1	Recherche des critères	121
6.7.2	Critères de sélection utilisés	122
6.7.3	Optimisation à l'aide d'une recherche aléatoire	124
6.7.4	Exemple de l'utilisation de la méthode	124
6.7.4.1	Trajectoires des valeurs propres	129
6.8	Calcul du coefficient de friction et de l'inertie	132
6.9	Application de la méthode à la machine utilisée en pratique	134
6.10	Conclusion	136
CONCLUSION		138
RECOMMANDATIONS		139
ANNEXE 1 : Paramètres des simulations du chapitre 4		140
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES		142

LISTE DES TABLEAUX

	Page
I Analyse des types de commandes étudiées	4
II Description des éléments du MOSFET	20
III Branches de l'arbre du circuit RL	22
IV Liens de l'arbre du circuit RL	22
V Choix des segments des sources commandées	23
VI Convention de la numérotation des branches et des liens	25
VII Valeurs numériques du circuit RL	34
VIII Valeurs propres de la matrice de simulation du circuit RL	36
IX Vecteurs de tensions appliqués par l'onduleur	49
X Formules utilisées pour les temps de calcul de la MLIV	53
XI Définition des tensions V_{pp} , V_{moy} et V_{min} selon l'angle θ	57
XII Amplitudes des raies spectrales pour $f_c = 1\text{kHz}$	77
XIII Amplitudes des raies spectrales pour $f_c = 5\text{kHz}$	78
XIV Code génétique de l'individu #1	116
XV Code génétique de l'individu #2	116
XVI Tirages aléatoires des bits de reproduction	117
XVII Décodage génétique du rejeton #1	117
XVIII Décodage génétique du rejeton #2	118
XIX Valeurs des deux jeux de paramètres	126
XX Valeurs des critères en régime permanent du jeu #1	126
XXI Valeurs des critères en régime permanent du jeu #2	127
XXII Faibles conditions de charge	132

XXIII	Caractéristiques en charge de la machine de 3Hp	135
XXIV	Réglages de base de la recherche aléatoire.....	135
XXV	Résultats des itérations.	136

LISTE DES FIGURES

		Page
2-1	Système d'axes utilisé pour la transformation.	9
2-2	Circuit RL.	19
2-3	Circuit interne de l'interrupteur MOSFET.	20
2-4	Arbre topologique du circuit RL.	21
2-5	Tension et courant de l'interrupteur.	37
3-1	Structure du contrôleur de vitesse.	39
3-2	Schéma de principe de fonctionnement de la modulation vectorielle	43
3-3	Charge triphasée reliée à un pont.	44
3-4	Charge triphasée raccordée à un pont.	46
3-5	Emplacement des vecteurs de tension dans le plan $\alpha\beta$	50
3-6	Emplacement du vecteur de commande.	50
3-7	Description des séquences de conduction des interrupteurs.	54
3-8	Application des vecteurs de l'exemple.	55
3-9	Illustration des tensions V_{pp} et V_{moy}	57
3-10	Chronogramme d'une période de commutation de la MLI centrée.	59
3-11	Chronogramme d'une période de commutation de la MLI justifiée.	63
4-1	Topologie générale du système.	65
4-2	Raccordement du contrôleur MC68332 au pont triphasé à MOS.	67
4-3	Raccordement du contrôleur MC68332 au simulateur Hypersim.	67
4-4	Schéma de simulation comprenant la modélisation du pont, du moteur et du contrôleur MC68332.	68
5-1	Courant et vitesse expérimentaux de la machine.	72

5-2	Superposition des résultats.	73
5-3	FFT du courant expérimental pour $f_c = 1\text{kHz}$	74
5-4	FFT du courant simulé pour $f_c = 1\text{kHz}$	74
5-5	FFT du courant expérimental pour $f_c = 5\text{kHz}$	75
5-6	FFT du courant simulé pour $f_c = 5\text{kHz}$	75
5-7	FFT du courant expérimental pour $F_c = 10\text{kHz}$	76
5-8	FFT du courant simulé pour $f_c = 10\text{kHz}$	77
5-14	Erreur causée par l'échantillonnage de la MLIV.	81
5-15	Erreur d'échantillonnage de l'impulsion courte.	82
5-16	Erreur d'échantillonnage de l'impulsion courte avec un plancher de 10%. .	83
5-17	Courants de la phase A en temps réel et en temps différé.	85
5-18	Agrandissement des courants au démarrage et lors de l'échelon de 10Nm. .	85
5-19	Couple du moteur en temps réel et en temps différé.	86
5-20	Agrandissement du couple lors du démarrage et de l'échelon de charge de 10 N.m.	86
5-21	Courant du moteur avec une charge de type ventilateur.	88
5-22	Couple du moteur avec une charge de type ventilateur.	88
5-23	Emplacement des interrupteurs du pont.	89
5-24	Courant de la machine lors de la perte de Sw1.	90
5-25	Agrandissement du courant.	90
5-26	Couple de la machine lors de la perte de Sw1.	91
5-27	Agrandissement du couple.	91
5-28	Vitesse lors de la perte de Sw1.	92
5-29	Agrandissement de la zone d'intérêt.	93
5-30	Consigne de vitesse, vitesse en temps réel et en temps différé.	94
5-31	Agrandissement des vitesses lors de l'échelon de 10Nm.	95
5-32	Courant de la machine en boucle fermée.	95
5-33	Agrandissement du courant lors de l'échelon de 10 N.m.	96
5-34	Couple de la machine en boucle fermée.	96

5-35	Agrandissement du couple lors de l'échelon de 10 N.m.....	97
5-36	Courant du moteur en régime permanent.	98
5-37	FFT du courant simulé en temps réel à 60us.	99
5-38	FFT du courant simulé en temps différé à 2us.	99
5-39	FFT du courant simulé en temps différé à 60us.	100
6-1	Machine asynchrone en régime permanent	107
6-2	Fiche technique d'un moteur de 10 Hp, 575 Volts.	125
6-3	Résultats de simulation avec le jeu de paramètre 1.	128
6-4	Résultats de simulation avec le jeu de paramètre 2.	128
6-5	Variation des valeurs propres en fonction de la vitesse pour le jeu #1....	131
6-6	Variation des valeurs propres en fonction de la vitesse pour le jeu #2....	131

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

SPS	Sim Power System
STR	Simulation en temps réel
CC	Courant continu
FOC	Field oriented control
DTFC	Direct torque and flux control
TTL	logique transistor transistor
SIM	system integrated module
TPU	time process unit
MC68332	contrôleur modèle 68332 de Motorola
MOSFET	Metal oxyde semiconductor field effet transistor
MLIV	Modulation de largeur d'impulsion vectorielle
AG	Algorithme génétique
V_{abc}	vecteur des tensions statoriques de la machine asynchrone, V
V_{ABC}	vecteur des tensions rotoriques de la machine asynchrone, V
V_{qd0}	vecteur des courants exprimés dans le référentiel dq, V
ψ_{abc}	vecteur des flux statoriques de la machine asynchrone, Wb
ψ_{ABC}	vecteur des flux rotoriques de la machine asynchrone, Wb
ψ_{qd0}	vecteur des flux exprimés dans le référentiel dq, Wb

i_{abc}	vecteur des courants statoriques de la machine asynchrone, A
i_{ABC}	vecteur des courants rotoriques de la machine asynchrone, A
i_{qd0}	vecteur des courants exprimés dans le référentiel dq, A
$\frac{d}{dt}$	opérateur de dérivation par rapport au temps
R_s	résistance des enroulements statoriques de la machine asynchrone, Ω
L_{ls}	inductance de fuite des enroulements statorique de la machine asynchrone, H
R_r'	résistance des enroulements rotoriques de la machine asynchrone reportée au stator, Ω
L_{lr}'	inductance de fuite des enroulements rotoriques de la machine asynchrone reportée au stator, H
L_m	inductance mutuelle en le stator et le rotor de la machine asynchrone, H
J_r	moment d'inertie du rotor de la machine asynchrone, kg.m^2
B_r	coefficient de frottement visqueux du rotor de la machine asynchrone, N.m.s
PI	Proportionnel et intégrale
dq0	axes du référentiel dq arbitraire (d=direct, q=quadrature, 0=homopolaire)
t	temps, s indice indiquant une composante appartenant à l'arbre (branche)
l	indice indiquant une composante n'appartenant pas à l'arbre (lien)
x	vecteur des variables d'état
u	vecteur des entrées
A	matrice des paramètres du système matrice de transformation de référentiel.
B	matrice de couplage des entrées
A_f	matrice d'incidence nodale réduite

f_{cutset}	matrice des coupures fondamentales
E	source de tension, V
J	source de courant, A
G	matrice de conductances (circuits sans transformateurs) matrice liant les tensions aux courants des éléments résistifs (circuits avec transformateur)
f	fréquence, Hz
p	nombre de paires de pôles de la machine asynchrone
ω_e	vitesse angulaire du champ tournant statorique, rad/s
θ_e	position angulaire du champ tournant statorique, rad
ω_r	vitesse angulaire électrique du rotor, rad/s
θ_r	position angulaire électrique du rotor, rad
T	période de commutation, s
T_{em}	couple électrique, N.m
x'	variable x est une grandeur rotorique référée au stator

INTRODUCTION

La conception des entraînements électriques est une tâche ardue. La phase préliminaire du développement consiste à effectuer des simulations de la commande dans le but d'en tester les performances.

Lorsque le concepteur est satisfait du comportement de son contrôleur en simulation, il doit fabriquer un prototype en laboratoire. Ce développement se divise en trois parties :

1. La configuration mécanique de l'entraînement.
2. La conception de l'électronique de puissance (commande des transistors....)
3. L'intégration de la commande dans un processeur.

Nous savons que l'intégration d'une commande n'est pas une chose simple. Le nombre d'itérations pour parvenir à un fonctionnement désiré est souvent très élevé. De plus, la gamme des tests que nous devons effectuer sur le contrôleur est impressionnante. Souvent, les spécifications exigent d'effectuer des tests de 150 à 300% des valeurs nominales afin de garantir une grande sécurité aux utilisateurs. De plus, la préparation des tests est une tâche ardue, longue et coûteuse.

La simulation en temps réel permet de palier aux lenteurs de la simulation en temps différé et aux coûts exorbitants des développements en laboratoire. De plus, elle permet de développer un contrôleur réel et d'en tester rapidement l'efficacité dans des conditions de charge sécuritaires et variées.

L'objectif du présent travail est d'effectuer un pas supplémentaire dans l'avancement de cette technologie de pointe. La modélisation et l'intégration en temps réel d'un modèle typique d'entraînement électrique comprenant le pont triphasé et le moteur asynchrone

ont été effectuées dans des travaux précédents. L'étape que nous allons franchir maintenant, consiste à brancher un contrôleur expérimental au simulateur et de vérifier la validité des résultats obtenus.

Le présent rapport se divise en cinq chapitres. Le premier chapitre introduit les notions de base concernant la modélisation de la machine asynchrone ainsi qu'une étude comparative des interrupteurs de puissance. Le deuxième chapitre aborde la structure de la commande utilisée dans le présent travail. Le troisième chapitre présente une vue d'ensemble des différentes topologies du travail. Le quatrième chapitre présente une validation expérimentale du modèle de la machine asynchrone ainsi que tous les résultats associés à la simulation en temps réel. Le cinquième et dernier chapitre aborde la question des paramètres du modèle de la machine asynchrone. Une méthode simple et innovatrice y est présentée.

Suivront la conclusion et les recommandations faisant suite à ce travail.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

Le travail effectué dans ce mémoire consiste à valider l'approche de la simulation en temps réel des entraînements électriques proposée en [1]. Cette modélisation comprend le pont triphasé ainsi que la machine asynchrone. Ce modèle est entièrement discrétisé dans le simulateur en temps réel Hypersim.

Nous n'avons actuellement pas de résultats nous permettant de conclure d'une manière satisfaisante au bon fonctionnement de cette modélisation. Le mandat du présent travail est donc de valider cette approche. Pour ce faire, nous allons utiliser une commande de machine expérimentale pour ensuite la brancher au simulateur en temps réel Hypersim.

L'interconnexion d'une commande à un simulateur n'est pas un travail complexe. Il n'y a donc pas d'articles qui proposent des méthodes directes pour effectuer cette tâche. Il suffit simplement de respecter les règles de bases en électronique numériques et analogiques.

Le difficulté se situe alors au niveau de la fabrication d'une commande et d'un onduleur expérimentaux. J'ai donc effectué une revue de la littérature des types de commandes utilisées dans le contrôle des machines asynchrones. L'auteur cité en [13] effectue un résumé très complet des différentes commandes modernes. J'ai retenu les quatre topologies suivantes:

1. Commande du glissement en utilisant un onduleur à six pas
2. Commande du glissement utilisant la modulation vectorielle
3. Commande vectorielle indirecte
4. Commande directe du couple et du flux (DFTC)

Le tableau I présente les avantages et les inconvénients de chacune de ces méthodes de commande. C'est une évaluation sommaire qui permet d'effectuer un choix éclairé. Pour chacun des critères, j'ai placé une cote variant de 1 (faible) à 5 (élevée.) Les critères utilisés sont les suivants:

- a. La difficulté d'implémentation dans un microcontrôleur ou un DSP.
- b. Les performances de la commande.
- c. La complexité d'analyse des résultats que nous obtiendrons en temps différé et en temps réel.

Tableau I
Analyse des types de commandes étudiées

Commandes	Difficulté d'implémentation	Performance	Complexité d'analyse des résultats
Six pas	1	1	1
Modulation vectorielle	3	2	1
Commande vectorielle	5	5	5
Commande DTFC	5	5	3

Suite à cette analyse, nous avons porté notre choix sur la commande du glissement utilisant la modulation vectorielle pour les deux avantages suivants:

1. la modulation vectorielle peut être utilisée en boucle ouverte;
2. la fréquence de commutation est fixée par l'utilisateur;

De plus, un article complet concernant l'analyse de ce type de modulation est disponible en [12] ce qui en facilite l'utilisation.

CHAPITRE 2

MODÉLISATION DE LA MACHINE ET DES INTERRUPTEURS DE PUISSANCE

2.1 Introduction

Le but de ce travail est de démontrer que l'interconnexion d'une simulation en temps réel d'entraînements électriques et d'une commande expérimentale est possible. Avant d'entamer le coeur du travail, nous allons nous pencher sur les aspects de base de la modélisation de la machine asynchrone. Cette modélisation est présentée dans plusieurs ouvrages de la littérature et sous différentes formes. Un rappel des équations et des hypothèses utilisées pour obtenir la représentation d'état est proposé dans la première partie de ce chapitre.

La seconde partie est consacrée au choix des interrupteurs de puissance utilisés pour la simulation en temps réel. Le travail proposé en [1] utilise des résistances binaires qui permettent de simuler l'état passant des interrupteurs. Une discussion du mode de fonctionnement de ce type d'interrupteur ne serait pas très innovatrice. Cette section présente donc une étude comparative théorique effectuée à l'aide de l'utilisation d'un modèle complexe d'interrupteur de type MOSFET.

2.2 Aspects de la modélisation de la machine asynchrone

Certaines hypothèses importantes concernant la machine asynchrone doivent être faites avant de débiter la modélisation proprement dite [5]. Ces hypothèses sont les suivantes:

- a. l'entrefer est uniforme;
- b. le circuit magnétique est linéaire (pas de saturation magnétique);
- c. les enroulements du stator sont identiques et distribués de telle sorte qu'ils

produisent une force magnétomotrice purement sinusoïdale, avec les phases disposées de telle sorte qu'une seule force magnétomotrice tournante est établie lorsque les courants du stator sont équilibrés;

- d. les enroulements ou barres du rotor sont disposés de telle sorte que, à tout instant, la force magnétomotrice du rotor peut être considérée comme purement sinusoïdale et comportant le même nombre de pôles que la force magnétomotrice du stator;
- e. les enroulements du rotor et du stator sont raccordés en étoile et le neutre n'est pas accessible;

2.3 Modélisation de la machine sous forme de variables d'états

Nous allons maintenant présenter le cheminement effectué pour retrouver les équations dynamiques de la machine dans le référentiel dq .

Les équations sous forme matricielle de la machine asynchrone sont:

$$[V_{abc}] = R_s[i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\psi_{abc}] \quad (2-1)$$

$$[V_{ABC}] = R_r[i_{ABC}] + \frac{d}{dt}[\psi_{ABC}] \quad (2-2)$$

où:

$$[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad [V_{ABC}] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

$$\begin{bmatrix} [\Psi_{abc}] = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad [\Psi_{ABC}] = \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

$$\begin{bmatrix} [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad [\Psi_{ABC}] = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

R_s et R_r désignent les résistances du stator et du rotor respectivement.

Nous pouvons effectuer une expansion des flux totaux, ce qui donne les formules suivantes:

$$[\Psi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [L_{sr}][i_{ABC}] \quad (2-6)$$

$$[\Psi_{ABC}] = [L_r][i_{ABC}] + [L_{sr}]^t[i_{abc}] \quad (2-7)$$

Le modèle de la machine asynchrone est composé des inductances suivantes:

- l'inductance propre d'une phase statorique (L_{aa})
- l'inductance propre d'une phase rotorique (L_{AA})
- l'inductance mutuelle entre les phases statoriques (L_{ab})
- l'inductance mutuelle entre les phases rotoriques (L_{AB})

e. l'inductance mutuelle entre les phases statoriques et rotoriques ($L_{aA}(\theta)$)

La matrice des inductances propres et mutuelles des phases statoriques est:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

La matrice des inductances propres et mutuelles des phases rotoriques est:

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques est particulière. La valeur des inductances est en fonction de l'angle entre le stator et le rotor.

Voici cette matrice:

$$[L_{sr}] = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

Si nous remplaçons (2-6) et (2-7) dans (2-1) et (2-2) nous obtenons le résultat suivant:

$$[V_{abc}] = R_s[i_{abc}] + [L_s]\frac{d}{dt}[i_{abc}] + \frac{d}{dt}\{[L_{sr}][i_{ABC}]\} \quad (2-11)$$

et

$$[V_{ABC}] = [i_{ABC}] + [L_r]\frac{d}{dt}[i_{ABC}] + \frac{d}{dt}\{[L_{sr}]'[i_{abc}]\} \quad (2-12)$$

Du à la présence des termes trigonométriques dans la matrice des inductances mutuelles, les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables [7].

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. La figure suivante illustre le système de référentiel utilisé.

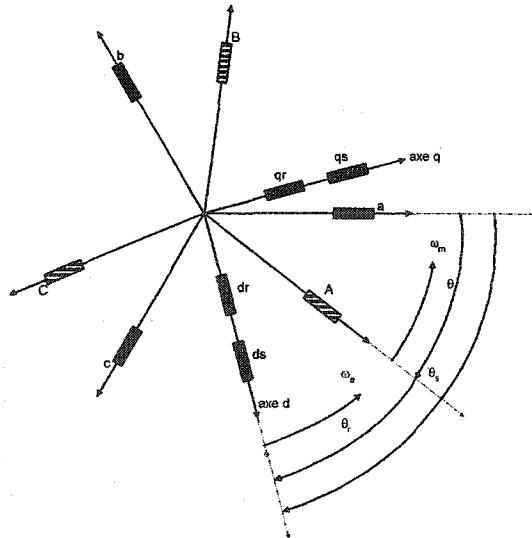


Figure 2-1 Système d'axes utilisé pour la transformation.

Les angles portés sur la figure 2-1 sont :

- a. θ l'angle entre la phase a du stator et la phase A du rotor
- b. θ_s l'angle entre la phase a du stator et l'axe d du référentiel
- c. θ_r l'angle entre la phase A du rotor et l'axe d du référentiel

ω_a désigne la vitesse angulaire électrique du système d'axes dq et ω_m celle du rotor.

La transformation de Park utilisée est définie par la matrice suivante:

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

La transformation inverse est définie par:

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

Les transformations des grandeurs statoriques sont définies par:

$$[i_{qd0}]_s = [A_s][i_{abc}] \quad (2-15)$$

$$[V_{qd0}]_s = [A_s][V_{abc}] \quad (2-16)$$

$$[\Psi_{qd0}]_s = [A_s][\Psi_{abc}] \quad (2-17)$$

$$[i_{abc}] = [A_s]^{-1}[i_{qd0}]_s \quad (2-18)$$

$$[V_{abc}] = [A_s]^{-1}[V_{dq0}]_s \quad (2-19)$$

$$[\Psi_{abc}] = [A_s]^{-1}[\Psi_{qd0}]_s \quad (2-20)$$

La matrice de transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant les indices s par r et a, b, c par A, B et C.

Si nous reprenons l'équation (2-1), en multipliant les 2 membres par (2-13), il vient que:

$$[A_s][V_{abc}] = R_s[A_s][i_{abc}] + [A_s]\frac{d}{dt}[\Psi_{abc}] \quad (2-21)$$

$$[A_s][V_{abc}] = R_s[A_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}\{[A_s][\Psi_{abc}]\} - \left\{\frac{d}{dt}[A_s]\right\}[\Psi_{abc}] \quad (2-22)$$

avec:

$$-\left\{\frac{d}{dt}[A_s]\right\}[\Psi_{abc}] = \frac{2d\theta_s}{3dt} \begin{bmatrix} \sin(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

En utilisant les relations (2-15), (2-16) et (2-17) et:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a \quad (2-24)$$

L'expression des flux totalisés Ψ_a , Ψ_b et Ψ_c en fonction de Ψ_{ds} , Ψ_{qs} et Ψ_{0s} est fournie par l'expression (2-20). En dérivant ces flux et en remplaçant V_a , V_b et V_c , selon (2-1), dans l'équation de V_{ds} , il vient:

$$\begin{aligned} V_{ds} = & \frac{2}{3}R_s \left[i_a \cos(\theta_s) + i_b \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ & + \frac{2d\Psi_{ds}}{3dt} \left[\cos(\theta_s)^2 + \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right)^2 \right] \\ & - \frac{2d\Psi_{qs}}{3dt} \left[\sin(\theta_s) \cos(\theta_s) + \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ & - \frac{2}{3}\omega_a \Psi_{qs} \left[\cos(\theta_s)^2 + \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right)^2 \right] \\ & - \frac{2}{3}\omega_a \Psi_{ds} \left[\sin(\theta_s) \cos(\theta_s) + \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \quad (2-25)$$

En simplifiant l'expression (2-25), nous obtenons que:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_a \psi_{qs} \quad (2-26)$$

De la même manière, nous pouvons établir que:

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_a \psi_{ds} \quad (2-27)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_m) \psi_{qr} \quad (2-28)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_m) \psi_{dr} \quad (2-29)$$

Si nous posons l'équation de flux en grandeur de phase, nous avons:

$$[\psi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [L_{sr}][i_{ABC}] \quad (2-30)$$

où L_s est définie par:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} - L_{ab} & 0 & 0 \\ 0 & L_{aa} - L_{ab} & 0 \\ 0 & 0 & L_{aa} - L_{ab} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ab} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{ab} \end{bmatrix} \quad (2-31)$$

Par ailleurs:

$$[L_{sr}] = L_{aA}[C] \quad (2-32)$$

En multipliant les 2 membres de (2-30) par $[A_s]$, il vient que:

$$[A_s][\psi_{abc}] = [A_s][L_s][i_{abc}] + [A_s][L_{sr}][i_{ABC}] \quad (2-33)$$

$$[A_s][L_s][i_{abc}] = \begin{bmatrix} (L_{aa} - L_{ab})i_{ds} \\ (L_{aa} - L_{ab})i_{qs} \\ (L_{aa} - 2L_{ab})i_{0s} \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

Compte tenu des relations trigonométriques suivantes:

$$\cos(a)\cos(b) = \frac{1}{2}[\cos((a+b)) + \cos(a-b)] \quad (2-35)$$

$$\sin(a)\cos(b) = \frac{1}{2}[\sin((a+b)) + \sin(a-b)] \quad (2-36)$$

et de:

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad (2-37)$$

le terme $[A_s][L_{sr}][i_{ABC}]$ devient:

$$[A_s][L_{sr}][i_{ABC}] = L_{aa} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

$$[A_s][L_{sr}][i_{ABC}] = \frac{3}{2}L_{aA} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

En posant:

$$L_s = L_{aa} - L_{ab} \quad (2-40)$$

$$L_{0s} = L_{aa} + 2L_{ab} \quad (2-41)$$

$$L_{sr} = \frac{3}{2}L_{aA} \quad (2-42)$$

L'expression des flux totalisés statoriques prend la forme:

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_{sr} i_{dr} \quad (2-43)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_{sr} i_{qr} \quad (2-44)$$

$$\psi_{0s} = L_{0s} i_{0s} \quad (2-45)$$

On obtient de la même manière pour le rotor:

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_{sr} i_{ds} \quad (2-46)$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_{sr} i_{qs} \quad (2-47)$$

$$\psi_{or} = L_{or} i_{or} \quad (2-48)$$

avec:

$$L_r = L_{AA} + L_{AB} \quad (2-49)$$

$$L_{0r} = L_{AA} + 2L_{AB} \quad (2-50)$$

Dans le cadre de notre étude, nous utilisons le modèle de la machine asynchrone dans le référentiel dq stationnaire. Si l'on pose la valeur $\omega_a = 0$, nous obtenons:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} \quad (2-51)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} \quad (2-52)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} + \omega_m \psi_{qr} \quad (2-53)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} - \omega_m \psi_{dr} \quad (2-54)$$

Si nous posons les équations précédentes sous la forme $\dot{x} = Ax + Bu$ en remplaçant les flux par les relations des courants, nous obtenons que:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} &= \frac{1}{D} \begin{bmatrix} -L_r R_s & -L_{sr}^2 \omega_m & R_r L_{sr} & -L_r L_{sr} \omega_m \\ L_{sr}^2 \omega_m & -L_r R_s & L_r L_{sr} \omega_m & R_r L_{sr} \\ R_s L_{sr} & L_s L_{sr} \omega_m & -L_s R_r & L_r L_s \omega_m \\ -L_s L_{sr} \omega_m & R_s L_{sr} & -L_r L_s \omega_m & -L_s R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \\
&+ \frac{1}{D} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_{sr} & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_{sr} \\ -L_{sr} & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2-55}$$

$$D = L_r L_s - L_m^2$$

Le couple développé par le moteur est décrit par l'équation suivante:

$$T_{em} = \frac{3p}{2} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \tag{2-56}$$

Ceci complète la démarche de modélisation de la machine asynchrone. Le reste de ce chapitre est consacré à un sujet très important: l'étude des interrupteurs de puissance du pont. Cette étude fondamentale vise à établir si le modèle simple que nous utilisons pourrait éventuellement être remplacé par un modèle complexe donnant des résultats plus précis.

2.4 Analyse des semi-conducteurs utilisés en simulation

2.4.1 Critères de sélection

Les semi-conducteurs utilisés en électronique de puissance possèdent des modèles mathématiques variés. Le niveau de précision des modèles d'interrupteurs est

généralement dicté par le pas de calcul minimum acceptable. Si la simulation est échelonnée sur 5 s, un pas de calcul de 5 ns impose 1 milliard d'itérations, ce qui est possible de nos jours avec la puissance de calcul des ordinateurs modernes. Par contre, si nous désirons tester une commande de moteur, une simulation de 5 secondes n'est généralement pas suffisante puisque les éléments mécaniques entourant l'entraînement possèdent souvent des constantes de temps très élevées. À titre d'exemple, la simulation d'une bobineuse à papier s'effectue sur environ 100 secondes. Si nous utilisons un pas de calcul très faible, de l'ordre de 5 ns, pour cette simulation, nous obtenons 20 milliards de pas de calcul. Les ordinateurs modernes sont puissants, mais ils ont tout de même leurs limites!

Cet exemple nous indique clairement que les modèles d'interrupteurs utilisés sont largement dépendants du type de simulation que l'on veut effectuer. La justification du choix des interrupteurs utilisés dans la STR est le sujet de la prochaine section.

2.4.2 Comparaison des modèles

Les modèles d'interrupteurs utilisés en simulation diffèrent selon le type d'application. Dans le cas du SPS de Matlab, les interrupteurs sont modélisés comme des résistances binaires à l'intérieur de la représentation d'état. Ce modèle simple représente la partie électronique de puissance du système. Nous savons fort bien que l'utilisation d'un modèle plus complexe d'interrupteur donnerait sûrement une meilleure évaluation des pertes de commutation. La section 2.5 est donc consacrée à l'évaluation des ressources nécessaires à l'utilisation d'un modèle plus complexe d'interrupteur.

2.5 Construction de la matrice de simulation du circuit RL

Pour débiter cette analyse, considérons le schéma électrique suivant:

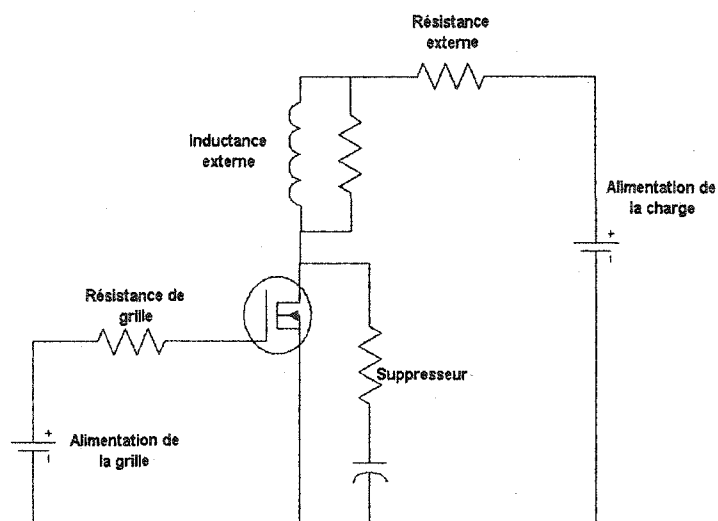


Figure 2-2 Circuit RL.

Ce circuit est composé d'un interrupteur de puissance (MOSFET), d'une charge RL série et d'un supresseur de type RC. Nous allons maintenant effectuer une analyse de la matrice de simulation générée par ce type de circuit. Toute la démarche pour y arriver est effectuée dans la section 2.5.1. Le lecteur peut directement se rendre à la section 2.6 pour la présentation des résultats ou, s'il le désire, consulter la démonstration. Toutefois, cette section suppose une connaissance minimale de la théorie des graphes linéaires tel que décrit dans [2].

2.5.1 Définition de l'arbre topologique du circuit RL

Si nous utilisons le modèle complet d'interrupteur de type MOSFET proposé en [14], nous obtenons le circuit suivant:

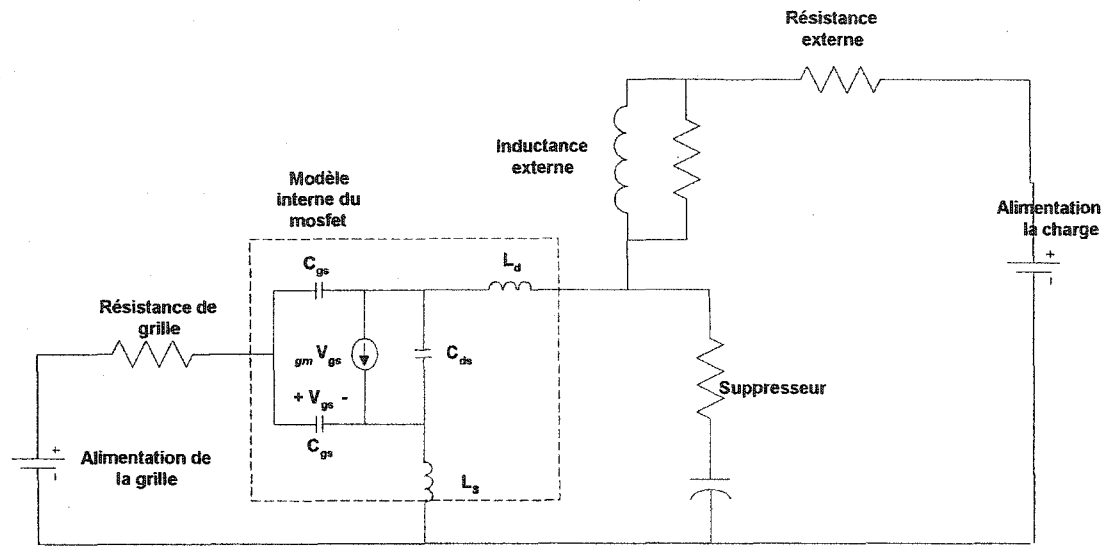


Figure 2-3 Circuit interne de l'interrupteur MOSFET.

Le modèle proposé est composé de trois condensateurs et de deux inductances. Le tableau II effectue une description en détaillée de ces composantes.

Tableau II
Description des éléments du MOSFET

Éléments	Descriptions
C_{gd}	Capacité grille drain du MOSFET
C_{gs}	Capacité grille source du MOSFET
C_{ds}	Capacité drain source du MOSFET
g_m	Transconductance du MOSFET
L_d	Inductance de drain du MOSFET

Tableau II
Description des éléments du MOSFET

Éléments	Descriptions
L_s	Inductance de source du MOSFET

À partir du schéma de la figure 2-3, nous pouvons construire l'arbre topologique suivant:

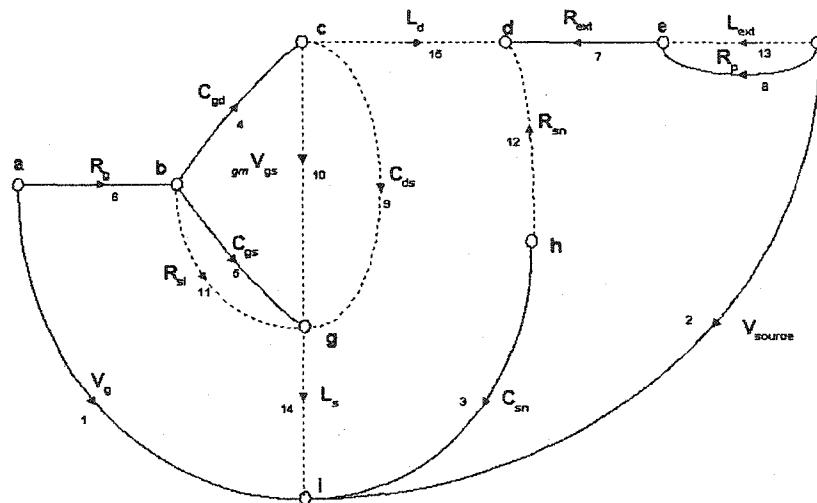


Figure 2-4 Arbre topologique du circuit RL.

Une description détaillée des branches et des liens de l'arbre doit être établie. Le tableau III présente la liste des branches de l'arbre alors que les liens sont contenus dans le tableau IV:

Tableau III
Branches de l'arbre du circuit RL

# Branche	Description des branches
1	Source d'alimentation de la grille du MOSFET.
2	Source d'alimentation de la charge externe.
3	Capacité du supresseur.
4	Capacité grille drain du MOSFET.
5	Capacité grille source du MOSFET.
6	Résistance de grille du MOSFET.
7	Résistance externe.
8	Résistance parallèle de l'inductance externe.

Tableau IV
Liens de l'arbre du circuit RL

#Lien	Description des liens
9	Capacité drain source du MOSFET.
10	Source de courant du MOSFET commandée par la tension V_{gs} .
11	Résistance qui permet de contrôler la source de courant du MOSFET.
12	Résistance du supresseur.
13	Inductance externe.
14	Inductance de source du MOSFET.
15	Inductance de drain du MOSFET.

2.5.2 Remarques concernant les sources commandées

Nous pouvons observer que le modèle du MOSFET est composé d'une source de courant commandée en tension. Lors de la construction du graphe il est important de traiter correctement ce type de particularité. Une règle importante à observer est la suivante: si le courant d'un segment de l'arbre est spécifié, ce segment doit être un lien et si le voltage est spécifié, il doit être une branche. Cette loi nous indique clairement les choix que nous devons faire lors de l'introduction des sources commandées. Prenons par exemple la source de courant commandée par tension. La quantité qui effectue le contrôle est la tension aux bornes d'un circuit ouvert. Par définition, le courant dans un circuit ouvert est nul donc, le segment de commande doit être un lien. Pour le segment commandé dans notre cas, c'est le courant qui est spécifié. Ce segment doit donc être également un lien. Nous pouvons procéder ainsi pour toutes les autres sources commandées. Le tableau suivant effectue une synthèse des différentes combinaisons.

Tableau V
Choix des segments des sources commandées

Type d'éléments	Segment de contrôle	Segment contrôlé
Source de courant contrôlée par tension	Lien	Lien
Source de tension contrôlée par courant	Branche	Branche
Source de tension commandée par tension	Lien	Branche
Source de courant commandée par courant	Branche	Lien
Transformateur idéal	Branche ou lien	Lien ou branche

2.5.3 Transformation du circuit en équations d'états

À partir de l'arbre topologique présenté à la figure 2-4, nous pouvons écrire la matrice d'incidence nodale réduite qui est la suivante:

$$[A_r] = \begin{bmatrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 & 13 & 14 & 15 \\ a & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ d & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ e & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ f & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ g & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ h & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-57)$$

La matrice des coupures fondamentales est obtenue par la réduction Gauss-Jordan de la matrice d'incidence nodale réduite. Si nous effectuons le calcul, nous obtenons:

$$[f_{cutset}] = \begin{bmatrix} & e_1 & e_2 & c_3 & c_4 & c_5 & c_6 & r_7 & r_8 & c_9 & r_{10} & r_{11} & r_{12} & l_{13} & l_{14} & l_{15} \\ e_1 & a & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ e_2 & b & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ c_3 & c & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ c_4 & d & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ c_5 & e & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ r_6 & f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ r_7 & g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ r_8 & h & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-58)$$

Avant d'entamer les calculs de la matrice d'état, nous devons tout d'abord assigner un ordre dans le choix des branches et des liens. La convention utilisée pour effectuer cette ordination est présentée dans le tableau VI.

Tableau VI
Convention de la numérotation des branches et des liens

Branches	Liens
1 - Source de tension indépendante	5 - Lien capacitif
2 - Branche capacitive	6 - Lien résistif
3 - Branche résistive	7 - Lien inductif
4- Branche inductive	8 - Source de courant indépendante

Un fait très important à noter dans le cadre de notre étude est que les termes 'branche résistive' et 'lien résistif' désignent également les éléments contrôlés tel que les sources de courant commandées par tension.

La numérotation des branches et des liens mène à un partitionnement des vecteurs de tension et de courant de l'arbre soit:

$$V = \begin{bmatrix} V_t \\ V_l \end{bmatrix} \Rightarrow V_t = \begin{bmatrix} V_E \\ V_{Ct} \\ V_{Rt} \\ V_{Lt} \end{bmatrix} \text{ et } V_l = \begin{bmatrix} V_{Cl} \\ V_{Rl} \\ V_{Ll} \\ V_J \end{bmatrix} \quad (2-59)$$

$$i = \begin{bmatrix} i_t \\ i_l \end{bmatrix} \Rightarrow i_t = \begin{bmatrix} i_E \\ i_{Cl} \\ i_{Rl} \\ i_{Ll} \end{bmatrix} \text{ et } i_l = \begin{bmatrix} i_{Cl} \\ i_{Rl} \\ i_{Ll} \\ i_J \end{bmatrix} \quad (2-60)$$

Les termes V_E et i_J ne possèdent pas d'indices les associant aux liens ou aux branches car les sources de tension indépendantes sont toujours des branches et les sources de courant indépendantes sont toujours des liens.

Il y a une association très importante à effectuer avant de continuer la démarche. La matrice des coupures fondamentales sert à exprimer la loi de Kirchhoff des courants alors que la matrice des mailles fondamentales permet d'exprimer la loi des tensions de Kirchhoff.

Nous pouvons donc poser que:

$$Q_i = \begin{bmatrix} U & Q_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_t \\ i_l \end{bmatrix} = i_t + Q_l i_l = 0 \quad (2-61)$$

$U \Rightarrow$ matrice identité

et que:

$$B_v = \begin{bmatrix} B_t & U \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_t \\ v_l \end{bmatrix} = B_t v_t + v_l = 0 \quad (2-62)$$

Ce qui nous conduit à:

$$i_l = -Q_l i_l \quad (2-63)$$

et

$$v_l = -B_l v_l \quad (2-64)$$

La suite du développement utilise la relation suivante:

$$B_l = -Q_l' \quad (2-65)$$

Les vecteurs de tension et de courant étant partitionnés tel que définis dans les équations (2-59) et (2-60), ils doivent maintenant être introduits dans la relation (2-65). Nous devons alors partitionner la matrice Q_l correctement, c'est-à-dire en quatre colonnes et quatre rangées. Suite à cette substitution, chacune des rangées de la matrice Q correspond à une coupure fondamentale associée à un lien de l'arbre. Si nous réorganisons les colonnes et les rangées selon l'ordre défini dans la tableau VI, nous obtenons la forme suivante:

$$Q_l = \begin{bmatrix} Q_{EC} & Q_{ER} & Q_{EL} & Q_{EJ} \\ Q_{CC} & Q_{CR} & Q_{CL} & Q_{CJ} \\ 0 & Q_{RR} & Q_{RL} & Q_{RJ} \\ 0 & 0 & Q_{LL} & Q_{LJ} \end{bmatrix} \quad (2-66)$$

Si nous insérons l'équation (2-65) dans (2-64) nous obtenons que:

$$v_l = Q_l' v_l \quad (2-67)$$

Si nous remplaçons la matrice Q_I définie en (2-66) dans les relations (2-63) et (2-67), nous obtenons les relations suivantes:

$$i_E = -Q_{EC}i_{CI} - Q_{ER}i_{RI} - Q_{EL}i_{LI} - Q_{EJ}i_J \quad (2-68)$$

$$i_{CI} = -Q_{CC}i_{CI} - Q_{CR}i_{RI} - Q_{CL}i_{LI} - Q_{CJ}i_J \quad (2-69)$$

$$i_{RI} = -Q_{RR}i_{RI} - Q_{RI}i_{LI} - Q_{RJ}i_J \quad (2-70)$$

$$i_{LI} = -Q_{LL}i_{LI} - Q_{LJ}i_J \quad (2-71)$$

$$v_{CI} = Q_{EC}'v_E + Q_{CC}'v_{CI} \quad (2-72)$$

$$v_{RI} = Q_{ER}'v_E + Q_{CR}'v_{CI} + Q_{RR}'v_{RI} \quad (2-73)$$

$$v_{LI} = Q_{EL}'v_E + Q_{CL}'v_{CI} + Q_{RL}'v_{RI} + Q_{LL}'v_{LI} \quad (2-74)$$

$$v_J = Q_{EJ}'v_E + Q_{CJ}'v_{CI} + Q_{RJ}'v_{RI} + Q_{LJ}'v_{LI} \quad (2-75)$$

Dans le cadre de notre étude, le partitionnement de la matrice Q_I est présenté en (2-76):

$$\begin{aligned}
Q_{EC} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} & Q_{ER} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & Q_{EL} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & Q_{ER} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
Q_{CC} &= \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix} & Q_{CR} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} & Q_{CL} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} & Q_{RL} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2-76}$$

2.5.4 Construction des équations d'états

Les sections précédentes ne présentent que la topologie du circuit. Nous allons maintenant introduire les relations v - i des éléments réactifs. Pour les condensateurs nous avons la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} i_{Ct} \\ i_{Cl} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ct} \\ V_{Cl} \end{bmatrix} \tag{2-77}$$

et pour les inductances:

$$\begin{bmatrix} V_{Lt} \\ V_{Lt} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ll} & L_{lt} \\ L_{lt} & L_{tt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lt} \\ i_{Lt} \end{bmatrix} \tag{2-78}$$

Dans ces expressions C_t et C_l sont des matrices et elles sont toutes les deux diagonales. En ce qui concerne la matrice des inductances, nous pouvons observer qu'elle n'est pas nécessairement diagonale. Elle sera diagonale s'il n'y a pas d'inductances couplées entre les branches de l'arbre et les liens. C'est le cas dans notre étude.

Les variables d'états qui nous intéressent sont les tensions aux bornes des condensateurs et les courants des inductances. Les variables que nous devons conserver des équations (2-77) et (2-78) sont donc v_{cl} et i_{ll} . Nous allons donc débiter le travail d'élimination pour les condensateurs avec la relation (2-69) que voici sous une autre forme:

$$i_{Ct} + Q_{CC}i_{Cl} = \begin{bmatrix} U & Q_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ct} \\ i_{Cl} \end{bmatrix} = -Q_{CR}i_{Rl} - Q_{CL}i_{Ll} - Q_{CJ}i_J \quad (2-79)$$

Dans la partie gauche de cette équation, nous introduisons les relations $v-i$ des condensateurs définies à l'équation (2-77). Ceci donne:

$$\begin{bmatrix} U & Q_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ct} \\ i_{Cl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U & Q_{CC} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ct} \\ V_{Cl} \end{bmatrix} \quad (2-80)$$

$$\begin{bmatrix} U & Q_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ct} \\ i_{Cl} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U & Q_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ct} \\ Q_{CC}'V_{Ct} + Q_{EC}'V_E \end{bmatrix} \quad (2-81)$$

$$\begin{bmatrix} U & Q_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ct} \\ i_{Cl} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U & Q_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ Q_{CC}' \end{bmatrix} V_{Ct} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U & Q_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ Q_{EC}' \end{bmatrix} V_E \quad (2-82)$$

La prochaine étape consiste à remplacer V_{Cl} par l'équation (2-72). Pour simplifier la démarche, nous définissons:

$$\mathfrak{Z} = \begin{bmatrix} U & Q_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ Q_{CC}' \end{bmatrix} = C_t + Q_{CC}C_lQ_{CC}' \quad (2-83)$$

Ce qui est égal à C_l lorsqu'il n'y a pas de mailles capacitives et:

$$\hat{\mathfrak{Z}} = -[U \ Q_{CC}] \begin{bmatrix} C_l & 0 \\ 0 & C_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ Q_{EC}' \end{bmatrix} = -Q_{CC} C_l Q_{EC}' \quad (2-84)$$

Ce qui vaut zéro s'il n'y a pas de mailles capacitives incluant une source de tension indépendante. En insérant les deux dernières équations dans (2-79), nous obtenons:

$$\frac{d}{dt}(\mathfrak{Z} V_{Ci}) = -Q_{CR} i_{Ri} - Q_{CL} i_{Li} - Q_{CJ} i_{Ji} + \frac{d}{dt}(\hat{\mathfrak{Z}} V_E) \quad (2-85)$$

Il reste une variable indésirable (i_{Ri}) dans l'équation (2-85). Nous allons traiter ce problème sous peu. Nous allons d'abord effectuer le même travail que précédemment, mais dans ce cas-ci pour les inductances. Si nous reprenons l'équation (2-74):

$$V_{Li} - Q_{LL}' V_{Li} = [U - Q_{LL}'] \begin{bmatrix} V_{Li} \\ V_{Li} \end{bmatrix} = Q_{EL}' V_E + Q_{CL}' V_{Ci} + Q_{RL}' V_{Ri} \quad (2-86)$$

et que nous y insérons les relations $v-i$ des inductances de l'équation (2-78), nous obtenons alors:

$$[U - Q_{LL}'] \begin{bmatrix} V_{Li} \\ V_{Li} \end{bmatrix} = [U - Q_{LL}'] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ll} & L_{ll} \\ L_{ll} & L_{ll} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Li} \\ i_{Li} \end{bmatrix} \quad (2-87)$$

$$[U - Q_{LL}'] \begin{bmatrix} V_{Li} \\ V_{Li} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} [U - Q_{LL}'] \begin{bmatrix} L_{ll} & L_{ll} \\ L_{ll} & L_{ll} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Li} \\ -Q_{LL}' i_{Li} - Q_{LJ} i_{Ji} \end{bmatrix} \quad (2-88)$$

$$= \frac{d}{dt} [U - Q_{LL}] \begin{bmatrix} L_{ll} & L_{lt} \\ L_{tl} & L_{tt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ -Q_{LL} \end{bmatrix} i_{Li} + \frac{d}{dt} [U - Q_{LL}] \begin{bmatrix} L_{ll} & L_{lt} \\ L_{tl} & L_{tt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -Q_{LJ} \end{bmatrix} i_J \quad (2-89)$$

La prochaine étape consiste à remplacer i_{Li} par l'équation (2-71). Pour simplifier cette tâche, définissons:

$$\mathfrak{R} = [U - Q_{LL}] \begin{bmatrix} L_{ll} & L_{lt} \\ L_{tl} & L_{tt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ -Q_{LL} \end{bmatrix} = L_{ll} - L_{lt} Q_{LL} + Q_{LL}' L_{tl} + Q_{LL}' L_{tt} Q_{LL} \quad (2-90)$$

Ce qui est égal à L_{ll} s'il n'y a pas de coupures inductives et:

$$\hat{\mathfrak{R}} = [U - Q_{LL}] \begin{bmatrix} L_{ll} & L_{lt} \\ L_{tl} & L_{tt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ -Q_{LJ} \end{bmatrix} = -Q_{LL} L_{tt} Q_{LJ} + L_{lt} Q_{LJ} = (L_{lt} - Q_{LL}' L_{tt}) Q_{LJ} \quad (2-91)$$

qui est une matrice nulle s'il n'y a pas de coupures inductives avec une source de courant indépendante.

Finalement nous obtenons l'équation d'état suivante pour les condensateurs:

$$\frac{d}{dt} (\mathfrak{I} V_{Ci}) = -Q_{CR} i_{Ri} - Q_{CL} i_{Li} - Q_{CJ} i_J + \frac{d}{dt} (\mathfrak{I} V_E) \quad (2-92)$$

et pour les inductances:

$$\frac{d}{dt} (\mathfrak{R} i_{Li}) = Q_{CL}' v_{Ci} + Q_{RL}' v_{Ri} + Q_{EL}' v_E + \frac{d}{dt} (\hat{\mathfrak{R}} i_J) \quad (2-93)$$

Malheureusement, il y a encore deux termes que nous devons éliminer dans ces équations afin d'obtenir une bonne représentation d'état. Il s'agit de i_{Rl} et V_{rl} . Pour ce faire, nous devons exprimer ces valeurs en fonction de V_{rl} , et i_{rl} . Les expressions que nous devons utiliser sont les suivantes:

$$i_{Rl} = G_{ll}V_{Rl} + G_{lt}i_{Rt} \quad (2-94)$$

$$V_{Rt} = G_{tl}V_{Rl} + G_{tt}i_{Rt} \quad (2-95)$$

En introduisant les relations topologiques (2-70) et (2-73) dans (2-94) et (2-95), et en effectuant une réorganisation des termes, nous obtenons que:

$$(U + G_{ll}Q_{RR})i_{Rl} - G_{ll}Q_{RR}'V_{Rt} = G_{ll}Q_{CR}'V_{Cl} - G_{ll}Q_{RL}V_{Ll} + G_{ll}Q_{ER}'V_E - G_{lt}Q_{RJ}i_J \quad (2-96)$$

$$G_{tl}Q_{RR}V_{Rl} + (U - G_{tt}Q_{RR}')V_{Rt} = G_{tl}Q_{CR}'V_{Cl} - G_{tl}Q_{RL}V_{Ll} + G_{tl}Q_{ER}'V_E - G_{tt}Q_{RJ}i_J \quad (2-97)$$

Le but est de résoudre les équations (2-96) et (2-97), pour les termes i_{rl} et v_{rl} . S'il n'y a pas de solution ceci signifie que la présente méthode ne fonctionne pas. Dans notre exemple, les matrices G_{ll} , G_{lt} , G_{tl} et G_{tt} sont définies par:

$$[G_{ll}] = \begin{bmatrix} 0 & g_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_{12} \end{bmatrix} \quad [G_{lt}] = \begin{bmatrix} r_6 & 0 & 0 \\ 0 & r_7 & 0 \\ 0 & 0 & r_8 \end{bmatrix} \quad [G_{tl}] = [0] \quad [G_{tt}] = [0] \quad (2-98)$$

La démonstration n'est pas effectuée dans ce texte afin de ne pas alourdir le contenu, mais les matrices de l'équation (2-98) permettent de trouver une solution au système d'équations (2-96) et (2-97).

2.6 Application numérique de l'étude topologique

Maintenant que nous possédons le matériel pour trouver la représentation d'état, nous devons décider des valeurs numériques qui seront utilisées dans le circuit. Le tableau VII présente ces valeurs pour chacun des éléments:

Tableau VII
Valeurs numériques du circuit RL

Éléments	#	Valeurs
Source d'alimentation de la grille	E_1	Impulsions 0 - 15 volts
Source d'alimentation de la charge	E_2	100 Volts
Capacité du supresseur	C_3	50nF
Capacité grille drain (C_{gd})	C_4	100pF
Capacité grille source (C_{gs})	C_5	100pF
Résistance de grille	R_6	200 Ω
Résistance externe	R_7	10 Ω
Résistance parallèle de la bobine	R_8	10k Ω
Capacité drain source (C_{ds})	C_9	100pF
Source de courant commandée par tension	R_{10}	gm=0.6
Résistance de contrôle de la source de courant commandée	R_{11}	inf
Résistance du supresseur	R_{12}	200 Ω
Inductance externe	L_{13}	100 μ H

Tableau VII
Valeurs numériques du circuit RL

Éléments	#	Valeurs
Inductance de source (L_s)	L_{14}	10nH
Inductance de drain (L_d)	L_{15}	10nH

Si nous effectuons la résolution de (2-94) et (2-95) avec les valeurs numériques du tableau VII, nous obtenons la représentation d'état suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C3} \\ \dot{V}_{C4} \\ \dot{V}_{C5} \\ \dot{I}_{L13} \\ \dot{I}_{L14} \\ \dot{I}_{L15} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} V_{C3} \\ V_{C4} \\ V_{C5} \\ I_{L13} \\ I_{L14} \\ I_{L15} \end{bmatrix} + [B] \begin{bmatrix} V_{grille} \\ V_{charge} \end{bmatrix} \quad (2-99)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -4,95 \times 10^3 & 0 & 0 & 1,96 \times 10^7 & 0 & 4,96 \times 10^7 \\ 0 & 0 & 2,86 \times 10^8 & 0 & 4,76 \times 10^9 & 4,24 \times 10^9 \\ 0 & 0 & -2,86 \times 10^8 & 0 & 5,23 \times 10^9 & 4,76 \times 10^9 \\ -9,79 \times 10^3 & 0 & 0 & -2,1 \times 10^6 & 0 & -1,96 \times 10^6 \\ 0 & 0 & -1 \times 10^8 & 0 & -2 \times 10^{10} & -2 \times 10^{10} \\ -9,8 \times 10^7 & -1 \times 10^8 & 0 & -1,96 \times 10^{10} & -2 \times 10^{10} & -3,96 \times 10^{10} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 0 & 1,96 \times 10^3 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 9,79 \times 10^3 \\ 1 \times 10^8 & 0 \\ 1 \times 10^8 & -1,96 \times 10^6 \end{bmatrix}$$

Le principal intérêt de tout ce développement est d'analyser les valeurs propres de cette représentation d'état. Le tableau VIII illustre les valeurs propres de la matrice de simulation:

Tableau VIII
Valeurs propres de la matrice de simulation du circuit RL

Valeurs propres de la matrice A
-5,21E10
-7,52E9
-3,18E8
-2,57E5+j8,27E5
-2,57E5-j8,27E5
-1E5

Les valeurs propres nous renseignent sur la dynamique du système. Nous pouvons facilement déduire à partir du tableau précédent que le système possède des dynamiques très élevées car les valeurs propres sont grandes.

2.7 Simulation du circuit RL

Puisque nous possédons la matrice de simulation autant en faire usage. La figure 2-5 illustre le résultat de la simulation du circuit RL. Les résultats de la simulation sont très intéressants. Nous pouvons facilement observer que le transistor n'est pas saturé lorsqu'il est à l'état passant. De plus, le supprimeur est mal ajusté, car il y a un dépassement important lors des commutations.

Il est également important de mentionner qu'il manque des conditions logiques de commande dans ce circuit. En réalité, une tension négative aux bornes de l'interrupteur

devrait être éliminée par la diode antiparallèle du MOS. Il ne faut pas oublier que ce n'est qu'une première expérimentation et qu'il reste du travail à faire. Par contre, même si certaines conditions logiques sont absentes, ceci ne change rien au fait que les valeurs propres de la simulation possèdent des valeurs élevées. Ce modèle est donc inutilisable pour la simulation en temps réel.

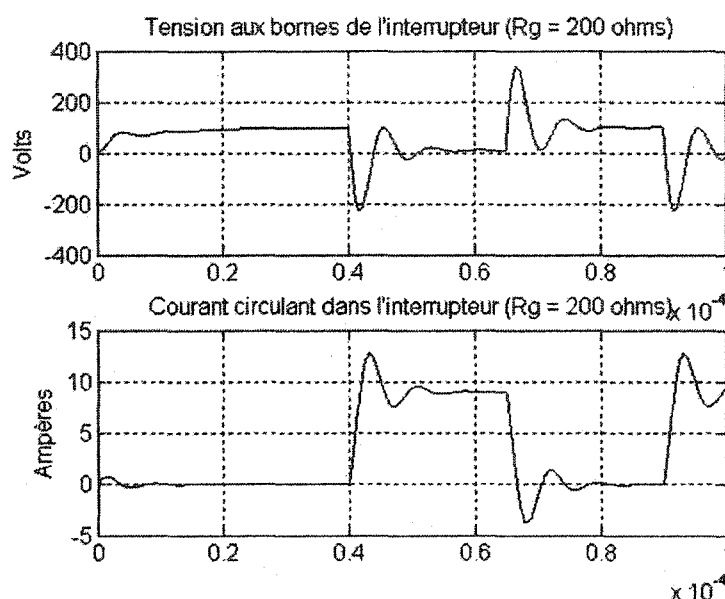


Figure 2-5 Tension et courant de l'interrupteur.

D'ailleurs, la simulation de ce circuit m'a permis de vérifier les pas de calculs utilisés par l'algorithme de résolution à pas variables lorsqu'il y a un changement d'état du transistor. Les pas de calcul peuvent atteindre 10 pico seconde avec un algorithme à pas variables pour avoir une bonne précision.

2.8 Conclusion

Le niveau de modélisation des interrupteurs de puissance influence largement les pas de calcul que nous pouvons utiliser en simulation. En ce qui concerne la simulation en temps réel, je ne crois pas qu'il sera possible un jour d'utiliser des modèles complexes d'interrupteurs.

Ceci pose certains problèmes car il y a des applications où les pertes de commutation sont utiles. Certains entraînements électriques les utilisent pour freiner le moteur (surtout dans les applications de ventilation.) Avec un modèle simplifié, il est difficile de quantifier ces pertes de façon exacte. Dans le cas du PSB, nous utilisons une source de tension et une résistance à l'état passant (selon le modèle d'interrupteur) pour introduire ces pertes. Ces éléments permettent d'obtenir des résultats acceptables pour la majorité des simulations. Les pertes engendrées par les pentes de courant et de tension aux bornes de l'interrupteur lors des commutations devraient faire le sujet d'une étude complémentaire au système.

Nous allons maintenant entamer la description du type de commande utilisée pour ce travail. Le prochain chapitre en présente les détails.

CHAPITRE 3

STRUCTURE DU CONTRÔLEUR

3.1 Architecture du contrôleur utilisé

Au chapitre précédent, nous avons présenté la modélisation de la partie électronique de puissance du montage composée du pont et de la machine. Nous allons maintenant étudier la structure interne de la commande. Cette étude sera notamment utile au chapitre 4 lorsque nous établirons la fréquence de commutation que nous utiliserons pour les expérimentations en temps réel.

3.1.1 Structure du contrôleur de vitesse

Le contrôleur de vitesse utilisé est composé de deux différents modules. Le premier module est composé d'un régulateur de glissement de type PI. Le deuxième module est celui utilisé pour effectuer la modulation de largeur d'impulsion vectorielle (MLIV). La méthode utilisée pour effectuer la modulation vectorielle est traitée dans une section ultérieure. La figure 3-1 présente le schéma du contrôleur de vitesse.

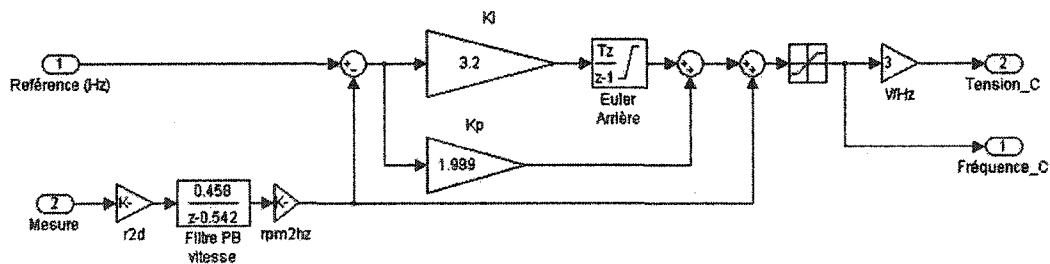


Figure 3-1 Structure du contrôleur de vitesse.

Le contrôleur opère sur le glissement du moteur. Le flux de la machine est maintenu constant en imposant un gain V/Hz constant. Le fonctionnement de la boucle de régulation est le suivant: la vitesse actuelle du moteur est directement retournée en

rétroaction à la sortie du contrôleur. Celui-ci additionne ou soustrait selon l'erreur de vitesse une fréquence supplémentaire afin de compenser le glissement. Les consignes de voltage et de fréquence sont transmises au moteur par l'entremise du bloc de modulation vectorielle. Ainsi, si la vitesse du moteur tend à diminuer, le contrôleur augmente la fréquence de commande appliquée au moteur tout en augmentant la tension. Par contre, si la charge tend à accélérer le moteur, la commande réduit la fréquence des courants statoriques retournant l'énergie vers la source de tension d'alimentation, ce qui tend à freiner la machine.

Il y a deux saturations observables dans le bloc PI. L'intégrateur possède une saturation afin d'éviter le 'wind-up' c'est à dire une trop grande valeur de sortie lorsque le contrôleur ne peut corriger l'erreur. La seconde saturation est située à la sortie du deuxième sommateur. Cette saturation permet d'éviter un trop grand effort de commande de la part des termes intégral et proportionnel du régulateur.

3.1.2 Performance de la commande utilisée

Les performances de la commande utilisée dans ce projet sont moyennes. Elle est sujette à de l'instabilité dans la zone de 0 à 500 r.p.m., car dans cette zone, les constantes de temps des courants entraînent des fortes oscillations de couple. Son principal inconvénient tient du fait que le contrôleur ne réalise pas de découplage entre les composantes du flux et du courant statorique du moteur. Ainsi, nous n'avons pas le contrôle indépendant du flux et du couple dans la machine, ce qui est quelque peu embarrassant. Les méthodes de commandes modernes tel que la commande directe du flux et du couple (DTFC) ainsi que la commande à flux orienté (FOC) permettent d'effectuer ce découplage [6,13] ce qui leurs donnent d'excellentes performances. En revanche, ces méthodes utilisent des DSP très rapides car chacun des cycles de calcul doit être inférieur à 25 μ s. La commande du glissement n'est pas aussi exigeante que ces

commandes modernes. Un contrôleur possédant un générateur parallèle des signaux de modulation de largeur des impulsions est suffisant pour accomplir cette tâche.

3.1.3 Bases de temps des signaux du contrôleur

Les bases de temps utilisées dans le système en général sont très importantes et variées. Dans cette section, nous traiterons de celles utilisées dans le contrôleur MC68332 [16]. La connaissance de ces bases de temps est indispensable à la modélisation dans l'environnement Simulink de la commande.

Le contrôleur dans lequel la commande est implantée possède deux bases de temps différentes associées à deux modules distincts. Le premier module est le TPU (time process unit) utilisé pour la génération de la MLIV. La base de temps de ce module est de 238 ns. Les impulsions à la sortie du TPU sont donc des multiples de 238ns. Le second module est le SIM (system integrated module). La base de temps du SIM est de 488 μ s. Ce module important est utilisé pour la génération des interruptions permettant d'obtenir des instructions exécutées sur une période fixe. Par exemple, les échantillonneurs, l'intégrateur du contrôleur PI et la génération interne des sinus triphasés utilisent cette base de temps fournie par le SIM. Autrement dit, sans le SIM, le code du contrôleur serait exécuté sans base de temps fixe, ce qui rendrait le contrôle erratique. Le SIM est donc un module indispensable. D'autre part, sa fréquence maximale d'interruption est très limitée. La section suivante traite en détails de ces limitations.

3.1.4 Limitations du contrôleur MC68332

Tel qu'exposé à la section précédente, le contrôleur possède deux modules importants: le SIM et le TPU. Chacun possède une base de temps différente. La fréquence maximale

d'interruption du SIM est 8196 Hz. À chacune des interruptions du SIM, le contrôleur doit effectuer les tâches suivantes:

1. calculer la vitesse de la machine selon les valeurs contenues dans le TPU;
2. calculer la valeur de sortie du filtre de vitesse selon son équation récurrente;
3. effectuer la mise à jour de l'intégrateur du contrôleur de vitesse;
4. corriger la sortie de l'intégrateur si la valeur de saturation est atteinte;
5. additionner la sortie de la commande à la vitesse actuelle du moteur;
6. vérifier les entrées de l'utilisateur (démarrage, arrêt, changement de la valeur de consigne...);
7. effectuer tous les calculs utilisés pour la modulation de largeur d'impulsion vectorielle;

Malgré le fait que le contrôleur MC68332 soit performant, son architecture n'est pas optimisée pour effectuer toutes ces opérations rapidement. Si nous utilisons des interruptions générées à 8192 Hz, elles "s'empilent" et le comportement du contrôleur devient erratique. Nous devons donc réduire cette fréquence à 2048 Hz.

Cette limitation diminue largement la fréquence de commande que nous pouvons appliquer au moteur. En effet, à chaque 488 μ s, le contrôleur calcule des nouvelles valeurs de conduction de la MLI. Si nous attaquons le moteur avec une fréquence de 60Hz (16ms), ceci ne fait que 32 échantillons de la fréquence de commande sur un cycle, ce qui peut introduire des distorsion de l'onde de courant. Nous devons donc utiliser une fréquence de commande beaucoup plus basse.

3.2 La modulation vectorielle

Tel que mentionné précédemment, la modulation vectorielle est utilisée dans le montage expérimental. La figure 3-2 illustre le schéma de principe de ce type de modulation:

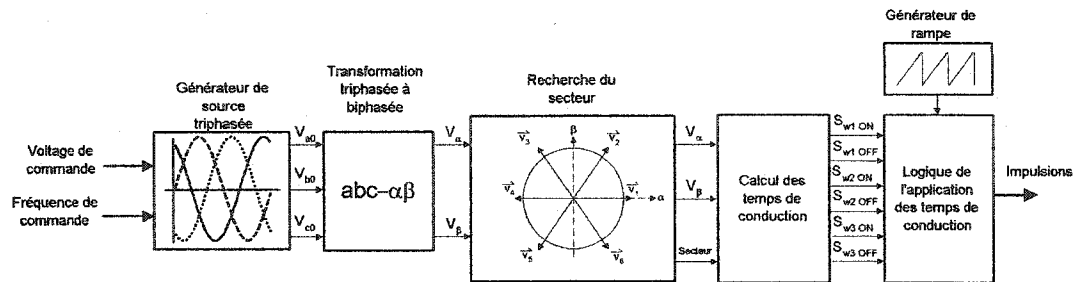


Figure 3-2 Schéma de principe de fonctionnement de la modulation vectorielle

Le processus de construction des impulsions se divise en cinq étapes. La première étape consiste à générer un réseau de sinus triphasés composé des tensions V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} à partir d'une tension et d'une fréquence de commande. Ce réseau triphasé est converti en réseau biphasé à la deuxième étape par le biais de la transformation $\alpha\beta$. Les tensions $\alpha\beta$ peuvent être représentées sous forme d'un vecteur dans le plan $\alpha\beta$. La troisième étape consiste à trouver l'emplacement de ce vecteur dans le plan $\alpha\beta$. Les temps de conduction de chacun des interrupteurs sont calculés à l'étape quatre. Les tensions $\alpha\beta$ ainsi que l'emplacement du vecteur sont requis pour effectuer cette opération. Ces temps de conduction calculés sont appliqués à l'onduleur à l'étape cinq. Nous allons maintenant expliciter certaines étapes de ce processus.

3.3 Définitions des tensions

Le but de la modulation vectorielle est d'appliquer des tensions triphasées sinusoïdales à une charge à partir d'un onduleur. Supposons que nous désirons imposer les tensions suivantes aux bornes de la charge:

$$\begin{aligned}
 V_{a0} &= k \sin(\theta) \\
 V_{b0} &= k \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_{c0} &= k \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{3-1}$$

Nous devons utiliser un pont triphasé pour effectuer ce travail. Ce pont est illustré à la figure 3-3.

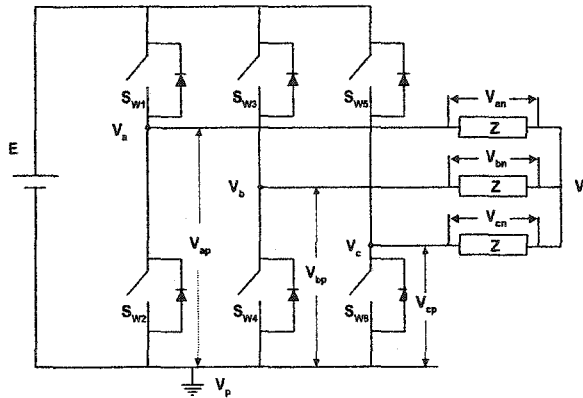


Figure 3-3 Charge triphasée reliée à un pont.

Les impédances Z représentent la machine asynchrone. Le point commun V_n est le point commun de la charge. La tension de ce point varie selon l'état des interrupteurs. Nous pouvons démontrer que:

$$V_n = \frac{V_{ap} + V_{bp} + V_{cp}}{3}
 \tag{3-2}$$

Les tensions V_{ap} , V_{bp} et V_{cp} sont les tensions des points milieux du pont référencées au commun de la source E . Par exemple, si l'interrupteur S_{w1} est activé, la tension $V_{ap} = E$.

Les tensions V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions aux bornes des charges. Puisque le point V_n varie selon l'état des interrupteurs, nous avons que:

$$V_{an} = V_{ap} - V_n = V_{ap} - \frac{V_{ap} + V_{bp} + V_{cp}}{3} = \frac{1}{3}(2V_{ap} - V_{bp} - V_{cp}) \quad (3-3)$$

$$V_{bn} = V_{bp} - V_n = \frac{1}{3}(2V_{bp} - V_{ap} - V_{cp}) \quad (3-4)$$

et

$$V_{cn} = V_{cp} - V_n = \frac{1}{3}(2V_{cp} - V_{ap} - V_{bp}) \quad (3-5)$$

La figure 3-4 illustre un exemple de l'utilisation des formules (3-3), (3-4), et (3-5). Sur cette figure, les interrupteurs S_{w1} , S_{w4} et S_{w6} sont fermés.

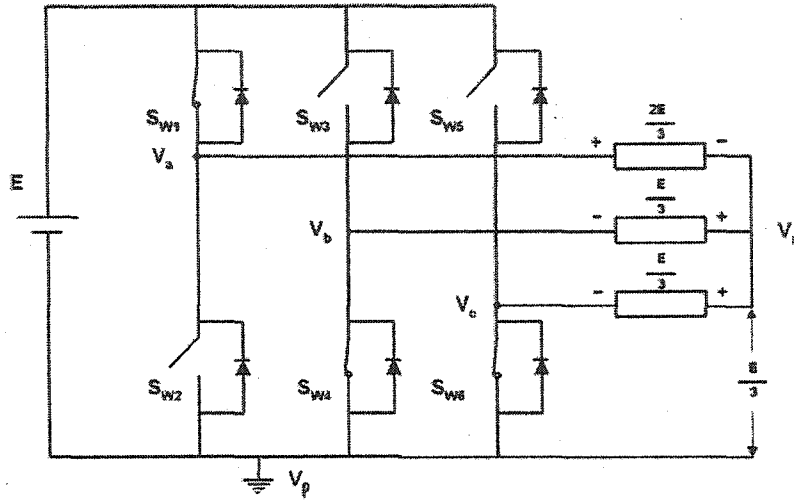


Figure 3-4 Charge triphasée raccordée à un pont.

Les tensions des points V_{ap} , V_{bp} et V_{cp} sont alors:

$$\begin{aligned} V_{ap} &= E \\ V_{bp} &= 0 \\ V_{cp} &= 0 \end{aligned} \quad (3-6)$$

La tension du point V_n est donnée par l'expression (3-2):

$$V_n = \frac{E + 0 + 0}{3} = \frac{E}{3}$$

La tension appliquée à la charge de la branche A est calculée selon (3-3):

$$V_{an} = \frac{1}{3}(2E + 0 + 0) = \frac{2E}{3}$$

Nous pouvons également calculer que:

$$V_{bn} = -\frac{E}{3} \quad \text{et} \quad V_{cn} = -\frac{E}{3}$$

Ces tensions sont illustrées sur le schéma de la figure 3-4. Les tensions V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions aux bornes des charges appliquées par le pont. En modulant le temps d'application de ces tensions, nous sommes capables de recréer les tensions V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} aux bornes des charges. Autrement dit, si la modulation vectorielle est correctement effectuée, les tensions V_{an} , V_{bn} et V_{cn} doivent être identiques aux tensions de commande V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} .

3.4 La transformation $\alpha\beta$

Tel que mentionné précédemment, nous utilisons la transformation $abc-\alpha\beta$ dans l'application de la modulation vectorielle. Ceci permet de transformer un réseau triphasé en réseau biphasé. La matrice permettant d'effectuer cette transformation est la suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha c} \\ V_{\beta c} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

Les notations $V_{\alpha c}$ et $V_{\beta c}$ désignent les composantes V_{α} et V_{β} des tensions de commande. Considérons, par exemple, les tensions triphasées suivantes:

$$\begin{aligned} V_{a0} &= 10 \sin\left(\frac{4\pi}{18}\right) = 9,85 \\ V_{b0} &= 10 \sin\left(\frac{4\pi}{18} + \frac{2\pi}{3}\right) = -3,42 \\ V_{c0} &= 10 \sin\left(\frac{4\pi}{18} - \frac{2\pi}{3}\right) = -6,43 \end{aligned} \quad (3-8)$$

Si nous appliquons les valeurs de (3-8) dans (3-7), nous obtenons que:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha c} \\ V_{\beta c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 12,06 \\ 2,13 \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

3.4.1 Transformation des vecteurs de tension dans le plan $\alpha\beta$

Les tensions de charge V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} doivent être converties dans le plan $\alpha\beta$. Les vecteurs de tensions appliqués à la charge par le pont doivent également être convertis dans le plan $\alpha\beta$ car ceux-ci seront utilisés pour reconstituer les tensions de commande $V_{\alpha c}$ et $V_{\beta c}$. Pour effectuer cette opération, nous allons utiliser la matrice de transformation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha v} \\ V_{\beta v} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ap} \\ V_{bp} \\ V_{cp} \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

Les notations $V_{\alpha v}$ et $V_{\beta v}$ désignent les composantes V_{α} et V_{β} des vecteurs de tension. En réalité, cette matrice est similaire à celle de l'équation (3-7) sauf que les tensions que nous désirons transformer sont V_{ap} , V_{bp} et V_{cp} qui sont des valeurs discrètes imposées par le pont. La distinction est importante pour éviter la confusion.

Par exemple, nous allons effectuer la transformation de la séquence $[1 \ 0 \ 0]$ qui est illustrée à la figure 3-4. Les tensions V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont données par les expressions (3-3), (3-4) et (3-5). Ces tensions sont dans le référentiel abc . Nous devons donc les convertir dans le plan $\alpha\beta$ par l'utilisation de l'équation (3-10). Nous obtenons alors:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha v} \\ V_{\beta v} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2E}{3} \\ \frac{E}{3} \\ \frac{E}{3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

Nous pouvons appliquer cette démarche à tous les autres états possibles du pont. Le tableau IX illustre toutes les combinaisons possibles ainsi que la numérotation des vecteurs [8].

Tableau IX
Vecteurs de tensions appliqués par l'onduleur

S_{w1}	S_{w3}	S_{w5}	V_{ap}	V_{bp}	V_{cp}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{\alpha v}$	$V_{\beta v}$	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
0	0	1	0	0	E	-E/3	-E/3	2E/3	$\frac{-E}{\sqrt{6}}$	$\frac{-E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_5
0	1	0	0	E	0	-E/3	2E/3	-E/3	$\frac{-E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_3
0	1	1	0	E	E	-2E/3	E/3	E/3	$\frac{-\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	\vec{V}_4
1	0	0	E	0	0	2E/3	-E/3	-E/3	$\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	\vec{V}_1
1	0	1	E	0	E	E/3	-2E/3	E/3	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{-E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_6
1	1	0	E	E	0	E/3	E/3	-2E/3	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_2
1	1	1	E	E	E	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

Seuls les états des interrupteurs Sw1, Sw3 et Sw5 de la figure 3-3 sont mentionnés car les branches du pont fonctionnent en mode complémentaire. Les tensions V_{an} , V_{bn} , V_{cn} , V_{ap} , V_{bp} et V_{cp} sont identifiées sur la figure 3-3. La figure 3-5 illustre la disposition des vecteurs dans le plan $\alpha\beta$ qui est divisé en 6 secteurs de 60 degrés.

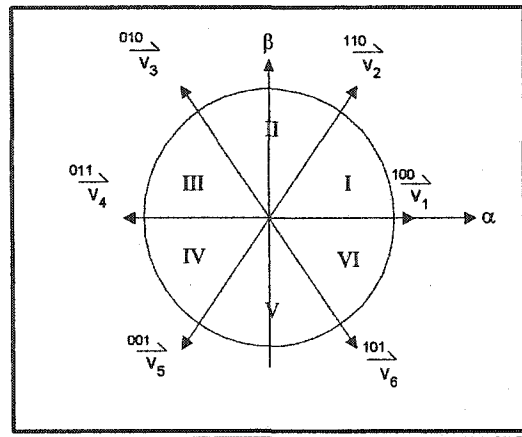


Figure 3-5 Emplacement des vecteurs de tension dans le plan $\alpha\beta$.

La figure 3-6 illustre l'emplacement du vecteur calculé par l'équation (3-9) dont les composantes sont: $V_{\alpha c} = 12,06$ et $V_{\beta c} = 2,13$.

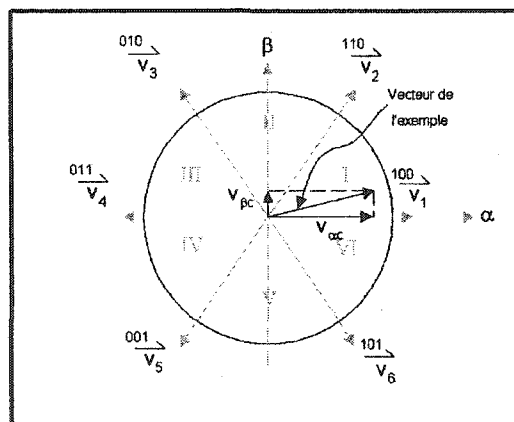


Figure 3-6 Emplacement du vecteur de commande.

Nous pouvons observer selon la figure 3-6 que le vecteur se situe dans la secteur I du plan $\alpha\beta$. Nous allons maintenant entamer l'avant dernière étape de la modulation vectorielle qui consister à calculer les temps de conduction permettant de reconstituer les tensions de commande V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} aux bornes des charges.

3.4.2 Calcul des temps de conduction de la MLIV

Le but de la modulation vectorielle consiste à reproduire, à l'aide des vecteurs listés dans le tableau IX, les tensions que nous désirons appliquer à la charge. Nous allons effectuer la démarche complète seulement pour le secteur I du plan $\alpha\beta$, les calculs se reportant aux autres secteurs étant similaires. Puisque nous sommes dans le secteur I, nous devons utiliser les vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_2 pour effectuer la reconstitution des composantes $V_{\alpha c}$ et $V_{\beta c}$. Le but est de déterminer les temps d'application de chacun de ces vecteurs pour reproduire correctement $V_{\alpha c}$ et $V_{\beta c}$. Posons alors que:

$$V_{\alpha c} = \frac{T_1}{T} \vec{V}_{1\alpha v} + \frac{T_2}{T} \vec{V}_{2\alpha v} \quad (3-12)$$

La notation $\vec{V}_{1\alpha v}$ signifie la composante α du vecteur \vec{V}_1 . La valeur de cette composante est disponible dans le tableau IX, ainsi que $\vec{V}_{2\alpha v}$. Les variables T_1 et T_2 sont les temps d'application des vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_2 que nous devons déterminer. Pour ce faire, nous disposons d'une deuxième équation qui est:

$$V_{\beta c} = \frac{T_1}{T} \vec{V}_{1\beta v} + \frac{T_2}{T} \vec{V}_{2\beta v} \quad (3-13)$$

En effectuant la résolution de (3-12) et (3-13) par rapport à T_1 et T_2 , nous obtenons que:

$$T_1 = T \frac{\bar{V}_{2\beta v} \cdot V_{\alpha c} - \bar{V}_{2\alpha v} \cdot V_{\beta c}}{\vec{V}_{1\alpha v} \cdot \vec{V}_{2\beta v} - \vec{V}_{1\beta v} \cdot \vec{V}_{2\alpha c}} \quad (3-14)$$

$$T_2 = T \frac{\bar{V}_{1\alpha v} \cdot V_{\beta c} - \bar{V}_{1\beta v} \cdot V_{\alpha c}}{\vec{V}_{1\alpha v} \cdot \vec{V}_{2\beta v} - \vec{V}_{1\beta v} \cdot \vec{V}_{2\alpha v}} \quad (3-15)$$

Si nous remplaçons $\vec{V}_{1\alpha v}$, $\vec{V}_{2\alpha v}$, $\vec{V}_{1\beta v}$ et $\vec{V}_{2\beta v}$ par les valeurs du tableau IX dans les équations (3-14) et (3-15), nous obtenons finalement:

$$T_1 = T \frac{(\sqrt{6}V_{\alpha c} - \sqrt{2}V_{\beta c})}{2E} \quad (3-16)$$

et

$$T_2 = T \frac{\sqrt{2}V_{\beta c}}{E} \quad (3-17)$$

Nous pouvons démontrer ces calculs pour les cinq autres secteurs du plan $\alpha\beta$ ce qui n'est pas fait ici dans le but d'alléger le texte. Le tableau X effectue une synthèse des formules utilisées pour chacun des secteurs [8]. L'application temporelle de ces temps est disponible à la figure 3-7.

Puisque le vecteur calculé en (3-9) se situe dans le secteur I, nous pouvons utiliser les formules (3-16) et (3-17) pour calculer le temps d'application des vecteurs 1 et 2. Posons d'abord la fréquence de commutation à 4 kHz ($T = 250\mu s$) et $E = 200$ Volts.

Tableau X
Formules utilisées pour les temps de calcul de la MLIV

Secteurs	Vecteurs	Vecteurs	Temps morts
1	$T_1 = \frac{(\sqrt{6}V_{s\alpha c} - \sqrt{2}V_{s\beta c})}{2E}T$	$T_2 = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta c}}{E}T$	$T_i = \frac{T - T_1 - T_2}{4}T$
2	$T_2 = \frac{(\sqrt{6}V_{s\alpha c} + \sqrt{2}V_{s\beta c})}{2E}T$	$T_3 = \frac{(-\sqrt{6}V_{s\alpha c} + \sqrt{2}V_{s\beta c})}{2E}T$	$T_i = \frac{T - T_6 - T_1}{4}T$
3	$T_3 = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta c}}{E}T$	$T_4 = \frac{(-\sqrt{6}V_{s\alpha c} - \sqrt{2}V_{s\beta c})}{2E}T$	$T_i = \frac{T - T_3 - T_4}{4}T$
4	$T_4 = \frac{(-\sqrt{6}V_{s\alpha c} + \sqrt{2}V_{s\beta c})}{2E}T$	$T_5 = \frac{-\sqrt{2}V_{s\beta c}}{E}T$	$T_i = \frac{T - T_4 - T_5}{4}T$
5	$T_5 = \frac{(-\sqrt{6}V_{s\alpha c} - \sqrt{2}V_{s\beta c})}{2E}T$	$T_6 = \frac{(\sqrt{6}V_{s\alpha c} - \sqrt{2}V_{s\beta c})}{2E}T$	$T_i = \frac{T - T_5 - T_6}{4}T$
6	$T_6 = \frac{-\sqrt{2}V_{s\beta c}}{E}T$	$T_1 = \frac{(\sqrt{6}V_{s\alpha c} + \sqrt{2}V_{s\beta c})}{2E}T$	$T_i = \frac{T - T_6 - T_1}{4}T$

Les composantes de notre vecteur de commande sont $V_{\alpha c} = 12,06$ et $V_{\beta c} = 2,13$ ce qui donne les temps d'applications suivants:

$$T_1 = 16,59 \mu s$$

et

$$T_2 = 3,77 \mu s.$$

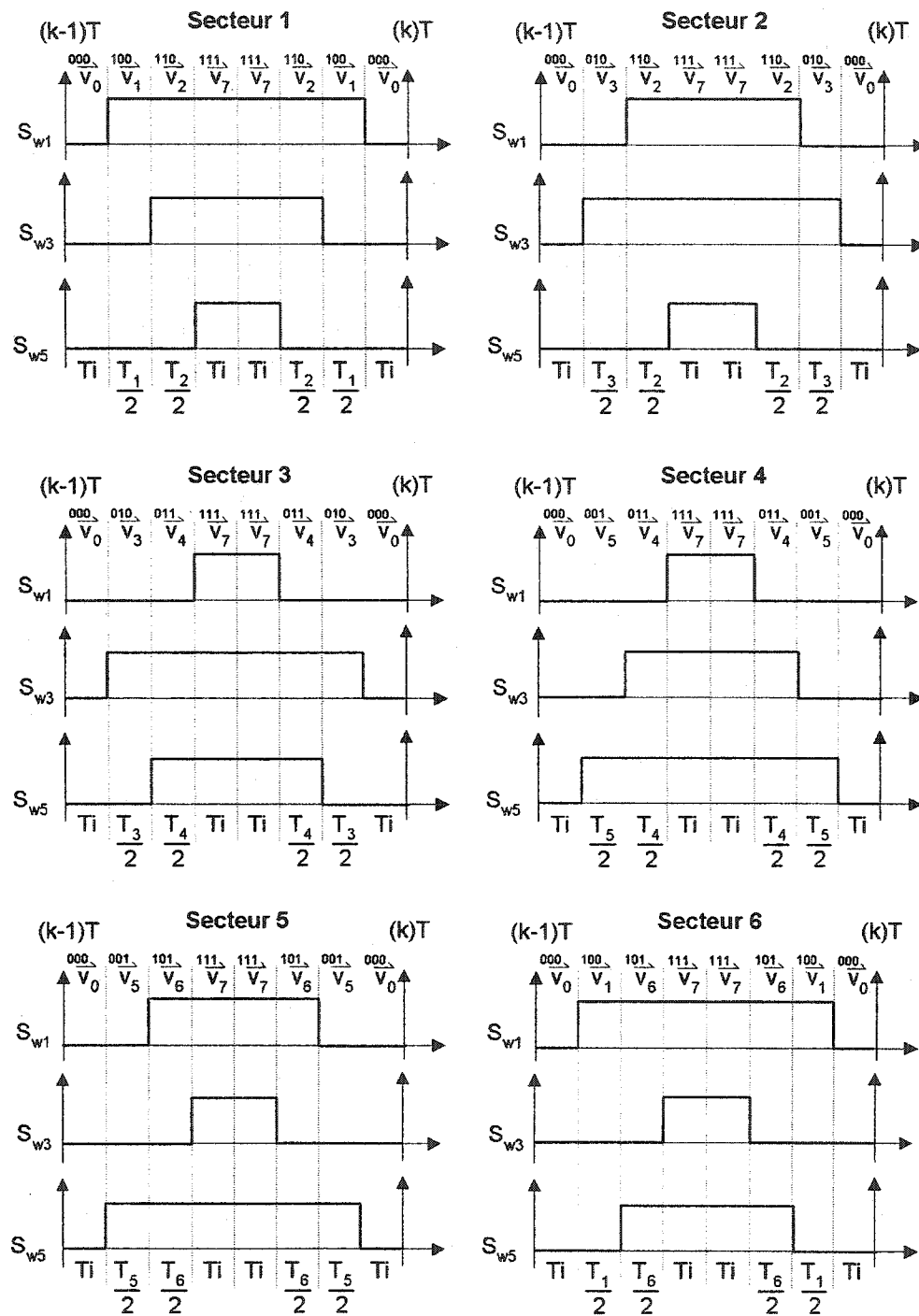


Figure 3-7 Description des séquences de conduction des interrupteurs.

Nous devons donc appliquer le vecteur \vec{V}_1 durant $16,59 \mu s$ et le vecteur \vec{V}_2 durant $3,77 \mu s$. La figure 3-8 illustre l'application des vecteurs calculés précédemment. Le temps de $57,4 \mu s$ est calculé selon la formule de la colonne temps morts du secteur 1 du tableau X qui est:

$$T_i = \frac{T - T_1 - T_2}{4} T = \frac{250 \mu s - 16,59 \mu s - 3,77 \mu s}{4} \times 250 \mu s = 57,41 \mu s$$

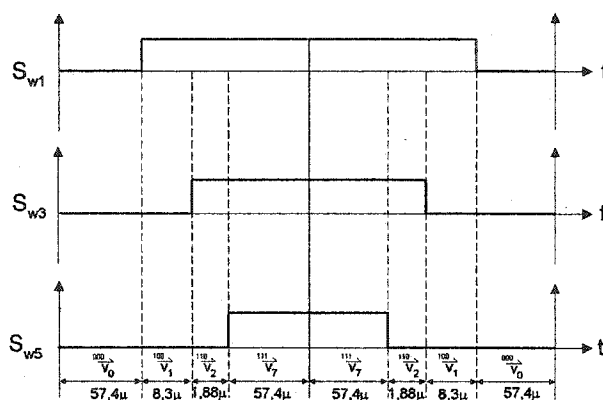


Figure 3-8 Application des vecteurs de l'exemple.

3.5 La modulation vectorielle pratique

La modulation vectorielle étudiée dans la section précédente présente un inconvénient majeur: le nombre de formules à traiter par le contrôleur est trop élevé. Pour l'implantation pratique dans le MC68332, une approche différente a été adoptée. Cette section traite de cette approche simplifiée de la MLIV.

3.5.1 Calcul des temps de conduction de la MLIV centrée

Avant d'entamer le calcul proprement dit des temps de conduction, nous allons définir les tensions importantes utilisées pour effectuer les opérations. Les tensions de référence V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} sont généralement sinusoïdales. Il n'est pas difficile de constater que dans un réseau triphasé de tensions sinusoïdales équilibrées, il y a toujours une des tensions parmi les trois qui est positive et plus élevée que les deux autres. Cette tension que nous définissons V_{pp} change à tous les 120 degrés. De même, il y a toujours une tension parmi les trois qui est plus négative que les deux autres, que nous définissons V_{min} . Finalement, il y a une tension qui est toujours inférieure à V_{pp} et supérieure à V_{min} que nous définissons V_{moy} . Si nous considérons un réseau de tensions sinusoïdales défini par les relations suivantes:

$$\begin{aligned} V_{a0} &= k \sin(\theta) \\ V_{b0} &= k \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{c0} &= k \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \tag{3-18}$$

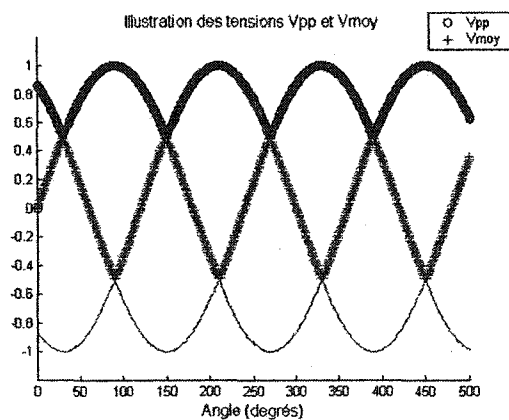
Nous pouvons déterminer selon l'angle θ la correspondance des tensions V_{pp} , V_{moy} et V_{min} . Le tableau XI présente l'analyse sur un cycle de 360 degrés.

La figure 3-9 illustre les tensions de l'équation (3-18) ainsi que V_{pp} et V_{moy} .

Tableau XI

Définition des tensions V_{pp} , V_{moy} et V_{min} selon l'angle θ .

Angle θ	V_{pp}	V_{moy}	V_{min}
0-30	V_{b0}	V_{a0}	V_{c0}
30-90	V_{a0}	V_{b0}	V_{c0}
90-150	V_{a0}	V_{c0}	V_{b0}
150-210	V_{c0}	V_{a0}	V_{b0}
210-270	V_{c0}	V_{b0}	V_{a0}
270-330	V_{b0}	V_{c0}	V_{a0}
330-360	V_{b0}	V_{a0}	V_{c0}

Figure 3-9 Illustration des tensions V_{pp} et V_{moy} .

Nous savons désormais qu'à chaque instant, il y a une branche du pont qui doit reproduire V_{pp} et une autre qui doit reproduire V_{moy} . Pour ce faire, nous devons effectuer un rapprochement entre les tensions V_{pp} et V_{moy} et les signaux de commande sur une

période de commutation. Le chronogramme de la figure 3-10 démontre les formes d'ondes des tensions pour une période de commutation. Sur ce chronogramme, nous pouvons constater qu'il y a une tension de phase qui est toujours positive ($V_{pp} - V_n$), peu importe l'état des deux autres bras. Nous pouvons également observer qu'il y en a une qui possède une partie positive et négative ($V_{moy} - V_n$) et que la dernière est toujours négative ($V_{min} - V_n$). Le but est de déterminer les valeurs de dt_1 et dt_2 qui sont illustrées sur la figure 3-9 afin de reconstituer les valeurs de V_{pp} et V_{moy} . Nous pouvons, à partir de cette figure, établir les relations suivantes:

$$2\left[\frac{2E}{3} \frac{dt_1}{T} + \frac{E}{3} \frac{dt_2}{T}\right] = V_{pp} \quad (3-19)$$

et

$$2\left[\frac{-E}{3} \frac{dt_1}{T} + \frac{E}{3} \frac{dt_2}{T}\right] = V_{moy} \quad (3-20)$$

La solution de ce système d'équation est donnée par:

$$dt_1 = \frac{T(V_{pp} - V_{moy})}{2E} \quad (3-21)$$

$$dt_2 = \frac{T(2V_{moy} + V_{pp})}{2E} \quad (3-22)$$

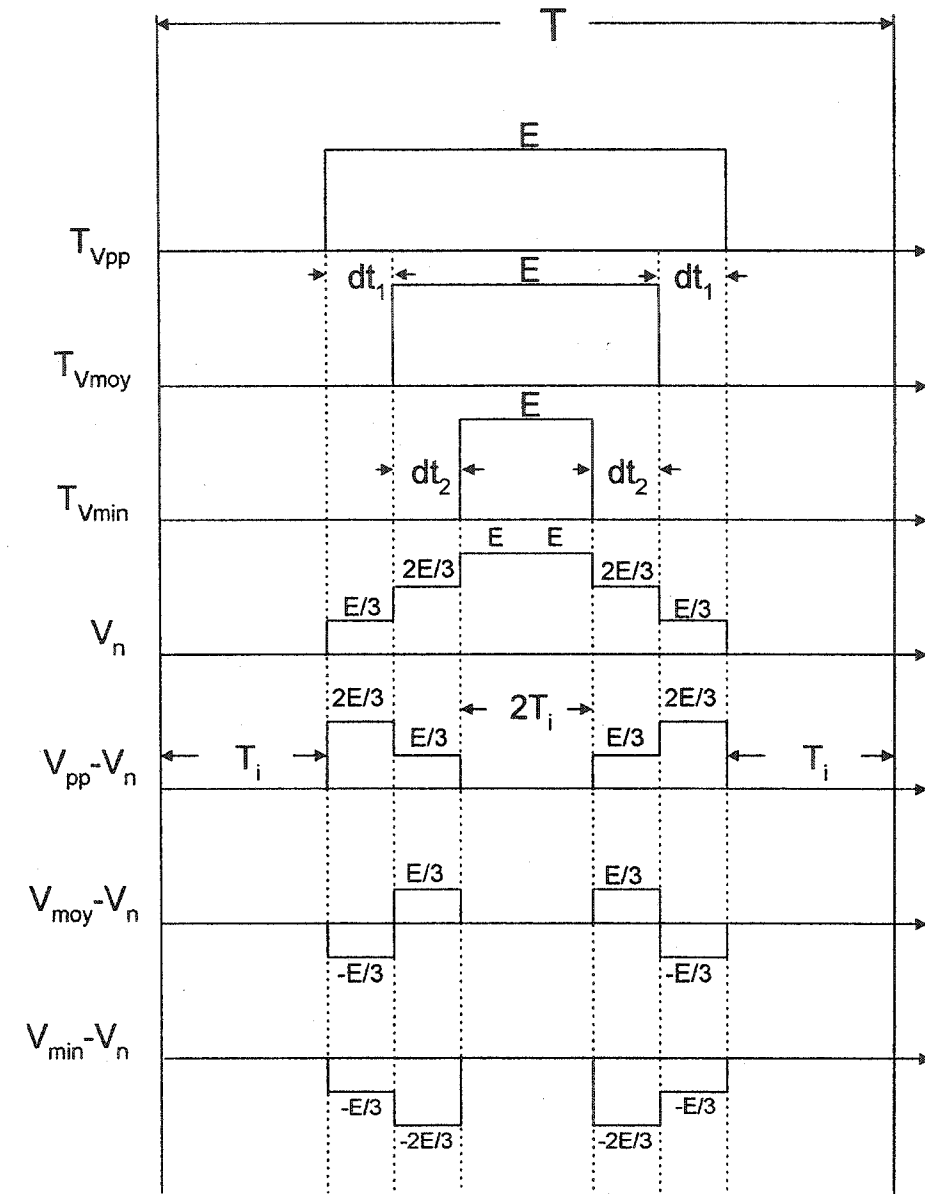


Figure 3-10 Chronogramme d'une période de commutation de la MLI centrée.

Le reste du temps de la période de commutation est distribué uniformément entre le vecteur (000) et le vecteur (111) tel qu'effectué dans la modulation vectorielle de la section précédente. Ce temps est calculé par la relation suivante:

$$T_i = \frac{(T - 2(dt_1 + dt_2))}{4} \quad (3-23)$$

Ce qui complète la démarche. Voici donc un résumé de l'algorithme de calcul des temps de conduction:

1. Détecter la tension de phase la plus élevée parmi les trois. (V_{pp})
2. Détecter la deuxième tension la plus élevée (elle peut être de signe négatif.) (V_{moy})
3. Calculer les temps de conduction selon les équations (3-21), (3-22) et (3-23).

Nous allons maintenant clarifier la démarche par un exemple.

3.5.2 Exemple de calcul des temps de conduction

Posons $E = 200$ Volts et $T = 250\mu s$. Posons également que $\theta = (4\pi)/18$ et $k = 10$, dans l'équation (3-18), nous avons donc:

$$\begin{aligned} V_{a0} &= 10 \sin\left(\frac{4\pi}{18}\right) = 9,85 \\ V_{b0} &= 10 \sin\left(\frac{4\pi}{18} + \frac{2\pi}{3}\right) = -3,42 \\ V_{c0} &= 10 \sin\left(\frac{4\pi}{18} - \frac{2\pi}{3}\right) = -6,43 \end{aligned} \quad (3-24)$$

Ces tensions sont identiques à celles utilisées en (3-8). L'angle utilisé dans l'équation (3-24) est de 80 degrés. Si nous consultons le tableau XI, nous pouvons déterminer que pour cet angle, la tension $V_{pp} = V_{a0}$ et que la tension $V_{moy} = V_{b0}$. Les valeurs de V_{a0} et de V_{b0} sont calculées par l'équation (3-24). Si nous appliquons les formules (3-21), (3-22) et (3-23), nous obtenons que:

$$dt_1 = \frac{(9,85 - (-(3,42)))}{200 \times 4000 \times 2} = 8,3\mu s \quad (3-25)$$

$$dt_2 = \frac{(2 \times (-3,42) + 9,85)}{200 \times 4000 \times 2} = 1,88\mu s \quad (3-26)$$

et

$$T_i = \frac{(250\mu s - 2(8,3\mu s + 1,88\mu s))}{4} = 57,41\mu s \quad (3-27)$$

Si nous comparons ces résultats à ceux obtenus dans la section 3.4.2, les temps de conduction sont identiques. La méthode de calcul avec la procédure simplifiée est par contre beaucoup plus simple.

3.5.3 Modulation justifiée à droite

Le contrôleur utilisé pour la réalisation physique de l'entraînement ne permet pas de diviser également les impulsions par rapport au centre de la période. En effet, la MLI générée par le module TPU est basée sur des compteurs. Une seule valeur cible est disponible par compteur pour le changement d'état de la sortie. Nous devons donc modifier notre algorithme de calcul des temps de conduction pour une modulation justifiée à droite. Il est important de noter que ce type de modulation présente des résultats identiques à ceux de la modulation centrée. De plus, elle présente deux avantages très intéressants que voici:

1. Elle est très simple à réaliser car des compteurs avec une seule valeur cible sont suffisants.
2. Elle permet de réduire de 33% les pertes de commutation puisqu'il n'y a toujours que deux phases qui commutent en même temps.

Un chronogramme des tensions sur une période de commutation est disponible à la figure 3-11. Les tensions V_{pp} et V_{moy} définies dans la section 3.5.1 demeurent inchangées. Nous allons maintenant trouver les formules nécessaires pour les calculs de dt_1 et dt_2 .

En posant le système d'équations suivant:

$$\frac{2E}{3} \frac{dt_1}{T} + \frac{E}{3} \frac{dt_2}{T} = V_{pp} \quad (3-28)$$

$$\frac{-E}{3} \frac{dt_1}{T} + \frac{E}{3} \frac{dt_2}{T} = V_{moy} \quad (3-29)$$

En effectuant la résolution du système d'équations nous obtenons que:

$$dt_1 = \frac{T(V_{pp} - V_{moy})}{E} \quad (3-30)$$

$$dt_2 = \frac{T(2V_{moy} + V_{pp})}{E} \quad (3-31)$$

Ces deux formules sont identiques à celles de la modulation vectorielle centrée à l'exception du facteur deux du dénominateur. Ceci est logique puisque la tension appliquée par phase doit être équivalente sur un cycle de commutation et que les temps de conduction ne sont pas divisés en deux. Ceci complète la description de la commande utilisée ainsi que les calculs de la génération des impulsions de la modulation vectorielle.

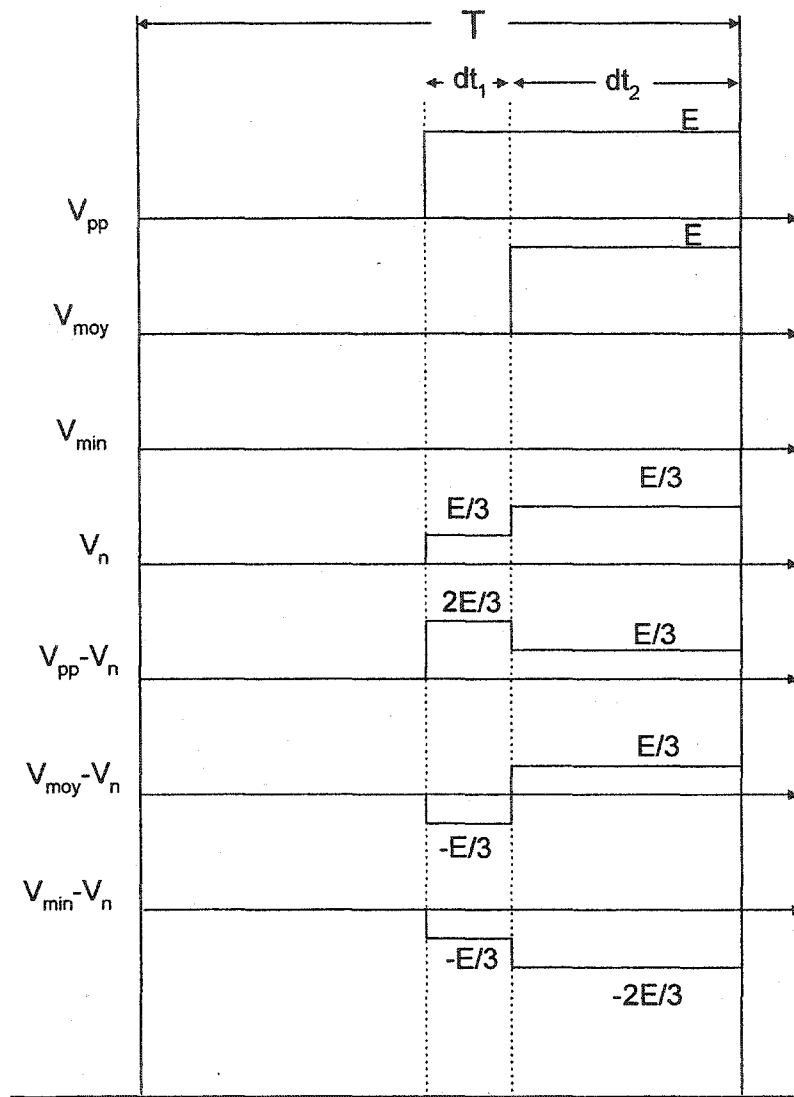


Figure 3-11 Chronogramme d'une période de commutation de la MLI justifiée.

3.6 Conclusion

Au début de ce chapitre, nous avons discuté en détails de la structure de la commande de glissement. Nous savons maintenant que la sortie du contrôleur de vitesse est une fréquence de compensation permettant d'accélérer ou de ralentir la vitesse de rotation de la machine. Nous avons ensuite abordé les limitations physiques de la commande implantée dans le contrôleur MC68332. Ces limitations ont des répercussions sur le choix des fréquences de commande appliquées à la machine.

Le troisième sujet abordé est la modulation de la largeur d'impulsion vectorielle. Nous avons déterminé des formules permettant de calculer les temps de conduction des interrupteurs. Par la suite, pour des considérations pratiques, nous avons effectué une simplification des expressions pour les ramener à 2 formules simples.

Maintenant que nous connaissons bien le contrôleur ainsi que la modélisation du pont et de la machine, nous allons appliquer nos connaissances au but premier de ce travail, c'est-à-dire l'interconnexion de la commande au simulateur en temps réel Hypersim. Toutefois, avant de présenter des résultats, nous devons nous familiariser avec les topologies utilisées. Le prochain chapitre traite en détail de ce sujet.

CHAPITRE 4

TOPOLOGIES UTILISÉES

Les topologies utilisées dans ce travail sont nombreuses. Il est important de bien connaître ces différents montages avant d'entamer le chapitre suivant. La figure 4-1 illustre la topologie générale qui est utilisée dans le cadre de ce travail.

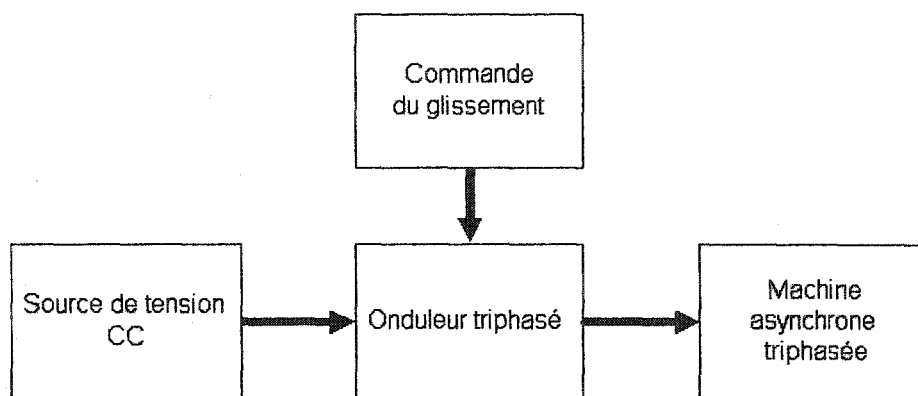


Figure 4-1 Topologie générale du système.

Cette topologie classique se divise en quatre sous systèmes distincts soit:

1. la source d'alimentation CC qui permet d'alimenter le pont triphasé;
2. l'onduleur triphasé composé de 6 interrupteurs de puissance;
3. la commande de glissement qui permet de réguler la vitesse du moteur;
4. la machine asynchrone;

Pour chacune des étapes de l'expérimentation, cette topologie générale demeure sensiblement inchangée sauf sur quelques aspects pratiques. En effet, notre expérimentation se divise en trois facettes distinctes que voici:

- a. la partie expérimentale utilisant un onduleur triphasé composé de MOSFET IRF350 et du contrôleur MC68332;
- b. la partie expérimentale utilisant le simulateur Hypersim et le contrôleur MC68332;
- c. la partie simulation qui utilise le logiciel SimPowerSystem (SPS) et une modélisation de la commande du contrôleur MC68332 effectuée dans l'environnement Simulink;

Les prochaines sections présentent en détail chacune de ces topologies.

4.1 Raccordement du contrôleur MC68332 au pont triphasé à MOS

Le branchement du contrôleur MC68332 au pont triphasé à MOSFET est effectué selon la figure 4-2. Les sorties du module TPU (time process unit) du contrôleur MC68332 sont branchées à une isolation galvanique. Cette isolation est composée de photos coupleurs de type 6N137. Les sorties de niveau TTL sont appliquées à un module permettant de contrôler les temps morts des interrupteurs du pont. Les six sorties de niveau TTL sont branchées aux circuits d'attaques des interrupteurs. Ces circuits sont composés de transformateurs d'isolation, de photos coupleurs et de pilotes de grilles de MOSFET de type TC4424. Le pont est alimenté par une source à courant continu limitée en puissance.

4.2 Raccordement du contrôleur MC68332 au simulateur Hypersim

Le branchement du contrôleur avec le simulateur est présenté à la figure 4-3. L'isolation et le contrôle des temps morts sont identiques à ceux décrits à la section 4.1. Par contre, les circuits d'attaque des interrupteurs sont retirés. De plus, le pont triphasé à MOSFET, la machine d'induction et l'alimentation CC sont remplacés par leurs modèles respectifs.

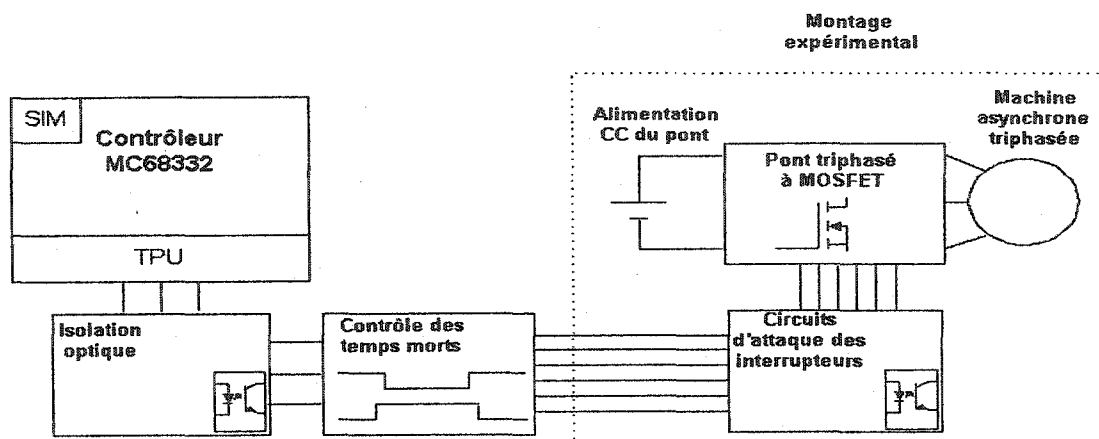


Figure 4-2 Raccordement du contrôleur MC68332

Un vecteur de sortie du simulateur comprenant toutes les variables de la machine et du

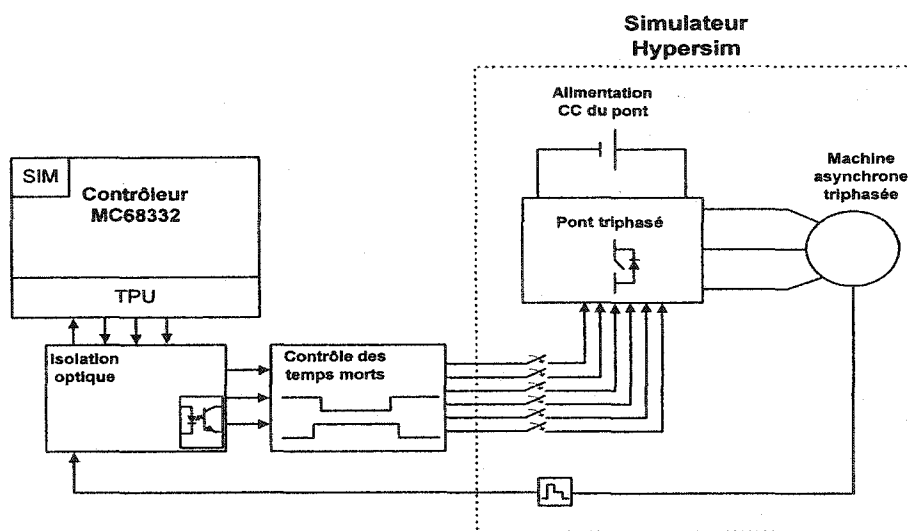


Figure 4-3 Raccordement du contrôleur MC68332 au simulateur Hypersim.

pont est disponible. La sortie vitesse du simulateur est d'ailleurs raccordée au contrôleur pour certaines expérimentations présentées au chapitre 4.

4.3 Modélisation du contrôleur et du pont dans l'environnement SPS

Dans la section 4.1 nous utilisons une commande expérimentale implantée dans le contrôleur MC68332. Ce contrôleur est raccordé à un pont composé de MOSFET de type

IRF350 et la sortie de ce pont est branchée à un moteur asynchrone ABB de 3 Hp. Nous avons substitué le pont triphasé et la machine asynchrone par des modèles mathématiques à la section 4.2 tout en conservant le contrôleur expérimental implanté dans le MC68332. Dans la présente section, nous conservons la modélisation du pont et de la machine tout en y ajoutant la modélisation du contrôleur lui-même. La figure 4-4 présente le schéma de simulation utilisée.

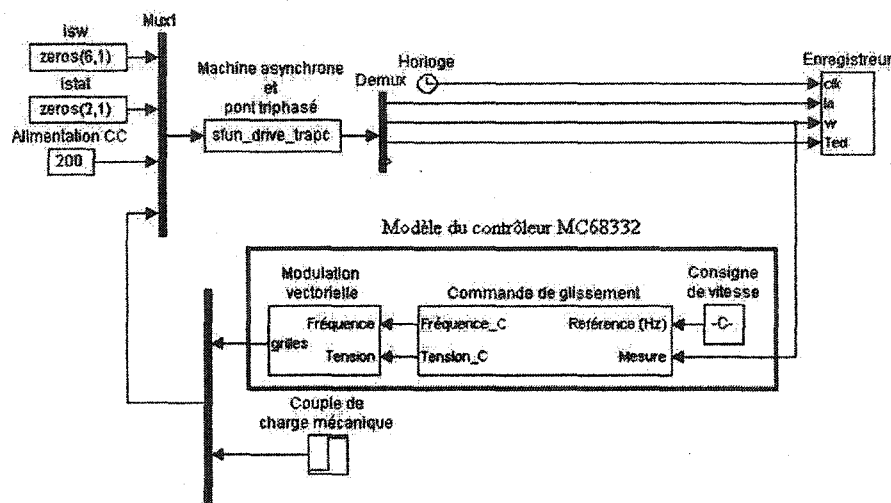


Figure 4-4 Schéma de simulation comprenant la modélisation du pont, du moteur et du contrôleur MC68332.

4.4 Conclusion

Ce chapitre présente en cascade les schémas électriques et de simulation des différents montages utilisés dans le cadre de ce travail. Nous savons maintenant que trois configurations du même montage sont utilisées. La première configuration est complètement expérimentale car elle utilise un pont triphasé à MOS ainsi qu'un contrôleur MC68332. La seconde configuration est hybride. Elle est composée du simulateur en temps réel Hypersim dans lequel sont modélisés la machine asynchrone et le pont triphasé. Les signaux de commande des interrupteurs proviennent du contrôleur

MC68332 qui est externe. Pour la troisième configuration, nous n'utilisons plus aucune entité expérimentale car le contrôleur, le pont et la machine sont tous modélisés dans l'environnement SPS.

Maintenant que nous connaissons les topologies utilisées, nous pouvons nous attaquer au coeur du travail soit l'interconnexion du simulateur en temps réel à une commande expérimentale. Les résultats sont présentés dans le prochain chapitre.

CHAPITRE 5

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX DE L'INTERCONNEXION DE LA COMMANDE AVEC LE SIMULATEUR HYPERSIM

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons aborder une question extrêmement importante concernant la validité de la simulation des machine asynchrones (qu'elle soit en temps différé ou en temps réel) en comparant des résultats expérimentaux et des résultats de simulation. Nous allons par la suite déterminer la fréquence de commutation que nous utiliserons tout au cours des expérimentations. Finalement, nous allons présenter quatre cas études impliquant l'interaction du Simulateur Hypersim et du contrôleur MC68332.

5.1 Limitations du montage expérimental

La fabrication en laboratoire d'un prototype d'entraînement électrique n'est pas une chose simple. Dans le cadre de mon travail, j'ai monté pièce par pièce un onduleur complet comprenant des circuits d'attaques des grilles des interrupteurs de puissance. Malheureusement, la disposition physique des transistors dans mon onduleur n'est pas optimale et il y a beaucoup d'inductances parasites qui détériorent grandement la performance de mon circuit. Pour éviter de détruire les transistors, j'ai dû limiter la tension d'alimentation à 40 Volts. Si j'excède cette tension, des courts-circuits dans les bras de l'onduleur apparaissent dus aux inductances parasites. De plus, je n'ai pas bloqué mes interrupteurs de puissances avec une tension négative, ce qui engendre des problèmes de déclenchement indésirables dû une fois de plus aux inductances parasites.

Quoi qu'il en soit, le but de ce mémoire n'est pas de démontrer une méthode optimale de construction d'un onduleur de puissance. En réalité, malgré toutes les imperfections nous avons réussi à prendre les formes d'ondes essentielles à notre étude.

5.2 Comparaison entre l'expérimentation pratique et la simulation

5.2.1 Objectif du travail de comparaison

L'objectif qui motive la comparaison entre les résultats expérimentaux et la simulation (qu'elle soit en temps réel ou en temps différé) des entraînements électriques est simple et très important: nous devons avoir la certitude que les résultats fournis par la simulation correspondent à ceux obtenus avec une vraie machine asynchrone. Ceci est très important, car si nous pouvons établir avec certitude que les résultats de la simulation sont véridiques, nous n'avons plus à nous référer à des expériences en laboratoire longues et pénibles. Autrement dit, nous pouvons tester des commandes sans implantation pratique. Étant donné les problèmes observés sur mon onduleur expérimental, cette comparaison est d'un grand secours, car si elle se révèle exacte, nous pouvons considérer les résultats de la simulation en temps différé à pas variables comme une référence pour nos travaux.

5.2.2 Conditions de test

Les résultats recueillis en laboratoire ne sont pas nombreux mais ils donnent une bonne idée de l'exactitude des modèles utilisés en simulation. La première expérimentation consiste en un démarrage à vide de la machine avec une tension d'attaque de 16 Volts et une fréquence de commande de 8 Hz. L'alimentation du pont est de 30 Volts et la fréquence de commutation de 4kHz. La figure 3-1 présente la configuration utilisée en laboratoire. Nous avons par la suite modélisé le contrôleur en simulation. La figure 3-3 illustre le schéma de commande modélisé par la librairie Sim Power System (SPS) de l'environnement Simulink.

Le schéma Simulink de la modulation vectorielle n'est pas apparent sur cette figure puisqu'il est masqué, mais il ressemble en tous points à celui contenu dans le contrôleur

MC68332 utilisé en laboratoire. Pour la simulation en temps différé, nous avons discrétisé le pont et la machine avec un pas de $1\mu s$. Cette discrétisation est ajoutée pour éviter que la simulation soit trop longue. De plus, des comparaisons avec des résultats obtenus à pas variables nous permettent d'assurer que la précision est adéquate.

5.2.3 Comparaison des résultats pratiques et de simulations

La figure 5-1 illustre les formes d'ondes de courant et de vitesse recueillies avec le montage expérimental. La figure 5-2 illustre la superposition des formes d'ondes recueillies en laboratoire et celles obtenues en simulation. Sur la figure 5-2, nous voyons que le modèle de la machine utilisé en simulation permet de bien représenter le comportement de la machine réelle. Malgré des petites différences, nous pouvons facilement conclure que le modèle de la machine asynchrone utilisé en simulation reflète bien le comportement de la machine réelle. La prochaine section présente d'autres comparaisons importantes concernant l'analyse spectrale des ondes en régime permanent.

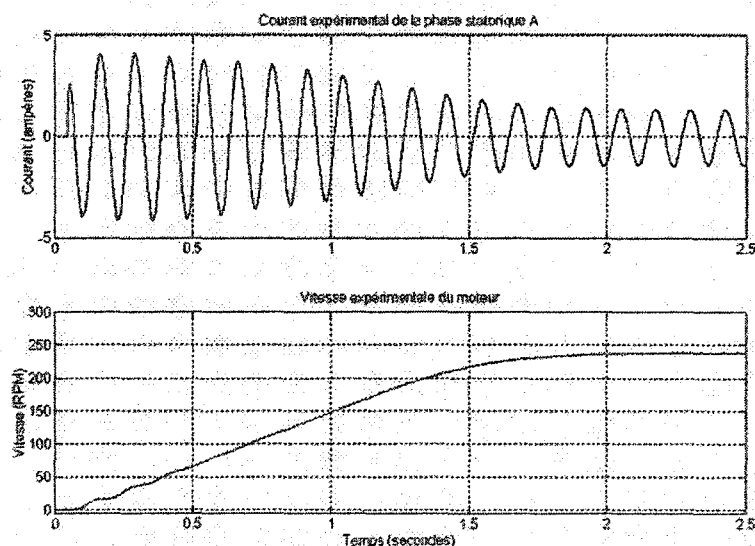


Figure 5-1 Courant et vitesse expérimentaux de la machine.

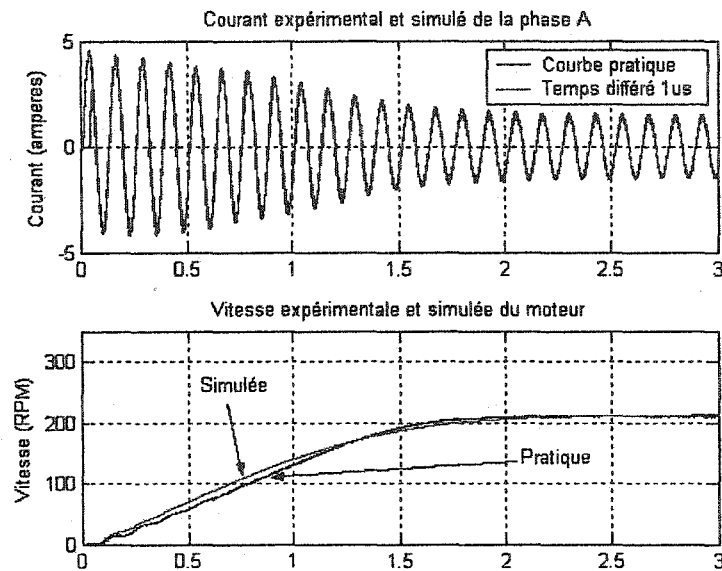


Figure 5-2 Superposition des résultats.

5.2.4 Comparaison des analyses fréquentielles

Les résultats obtenus dans la section précédente sont d'une importance capitale concernant le comportement dynamique de la machine. Nous allons maintenant nous intéresser à une analyse tout aussi importante, soit l'analyse spectrale des courants en régime permanent. Pour ce faire, j'ai effectué des mesures expérimentales du courant de la machine pour trois fréquences de commutation différentes soit 1, 5 et 10 kHz. Les configurations utilisées en laboratoire et en simulation sont identiques à celles du test précédent (consulter les figures 3-1 et 3-3.)

Les figures 5-3 et 5-4 présentent les résultats de la *Fast Fourier Transform* (FFT) du courant expérimental et simulé respectivement pour une fréquence de commutation de

1kHz. Vous devez être prudent en regardant ces figures puisque les échelles ne sont pas identiques.

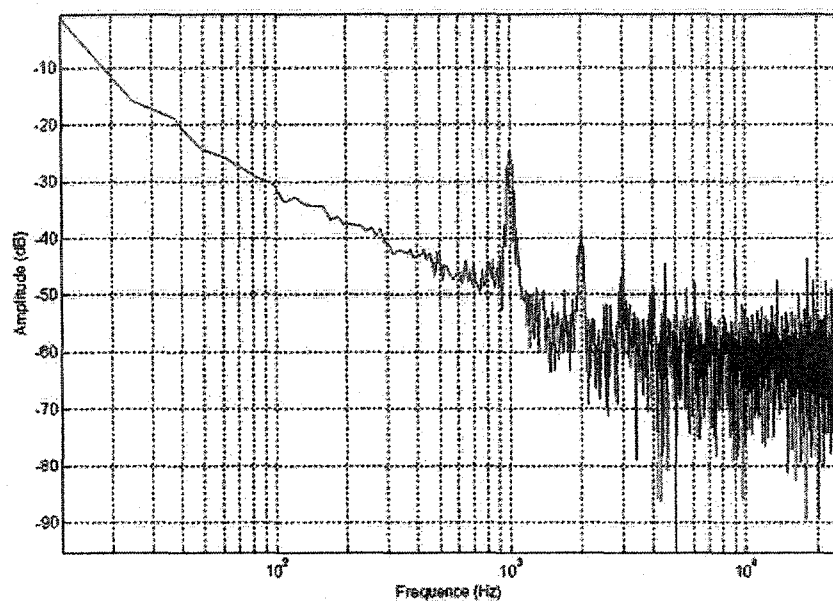


Figure 5-3 FFT du courant expérimental pour $f_c = 1 \text{ kHz}$.

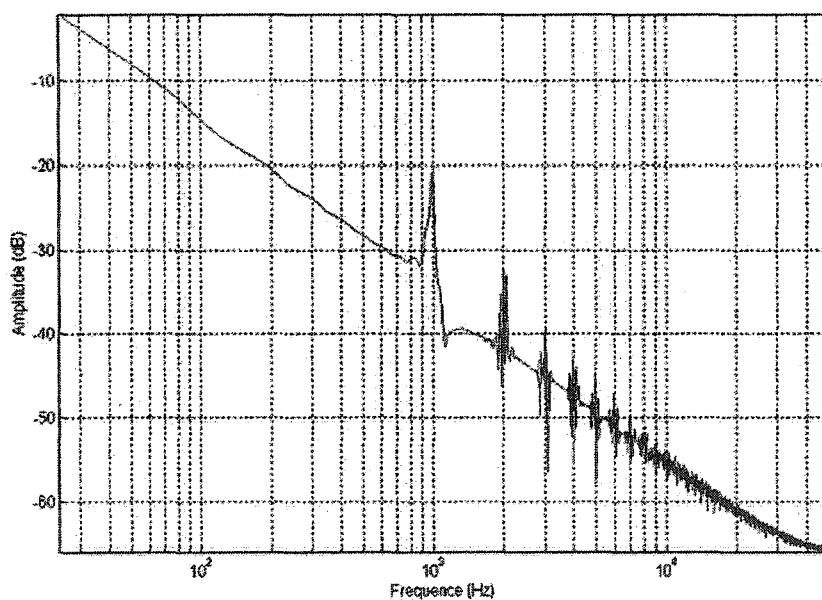


Figure 5-4 FFT du courant simulé pour $f_c = 1 \text{ kHz}$.

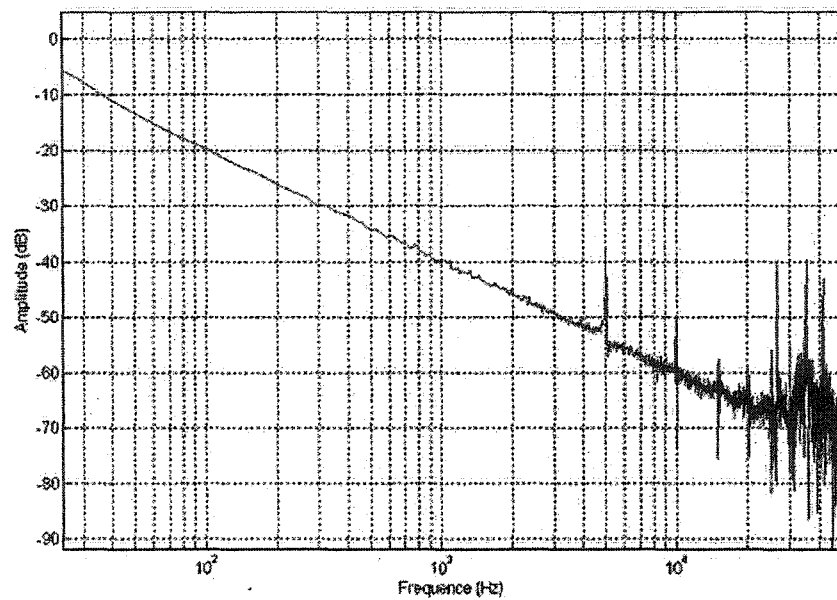


Figure 5-5 FFT du courant expérimental pour $f_c = 5\text{kHz}$.

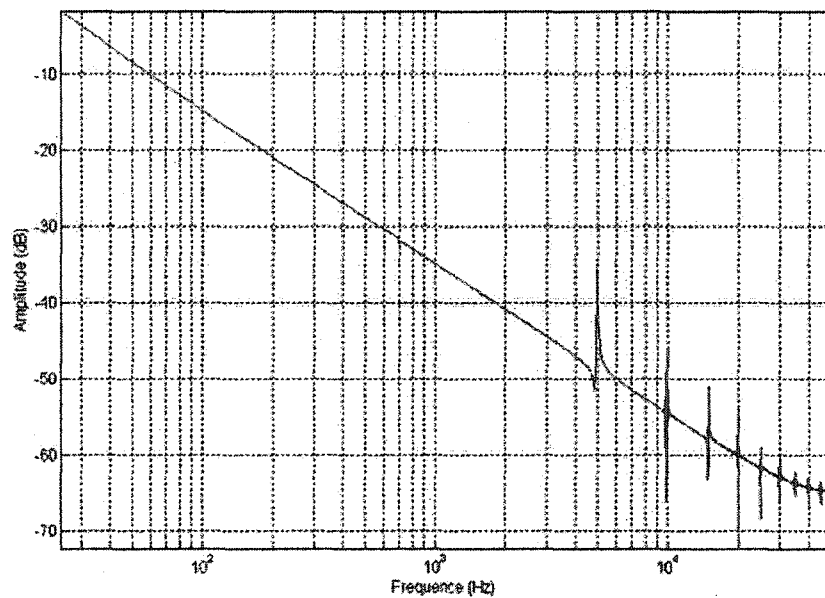


Figure 5-6 FFT du courant simulé pour $f_c = 5\text{ kHz}$

Les figures 5-5 et 5-6 présentent des résultats d'analyses fréquentielles pour une fréquence de commutation de 5 kHz. Les figures 5-7 et 5-8 présentent l'analyse pour une fréquence de commutation de 10 kHz.

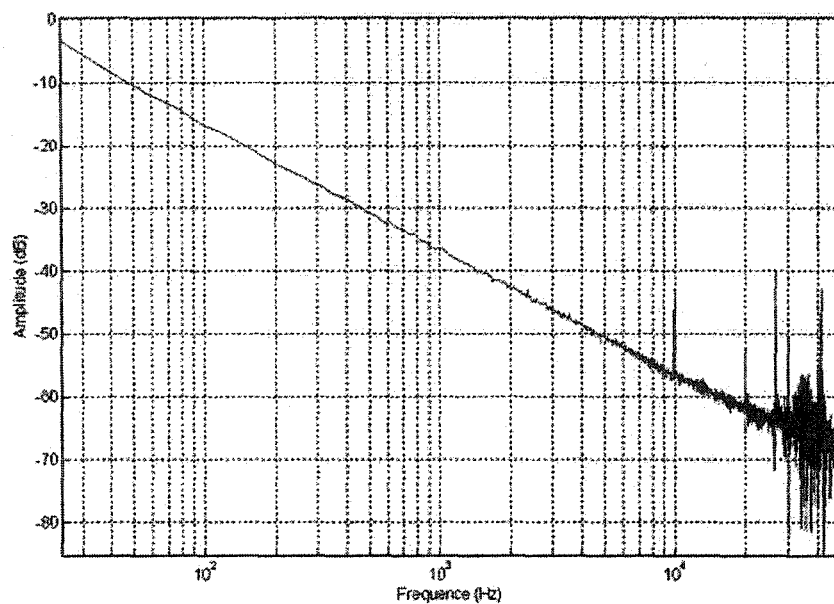


Figure 5-7 FFT du courant expérimental pour $F_c = 10\text{kHz}$.

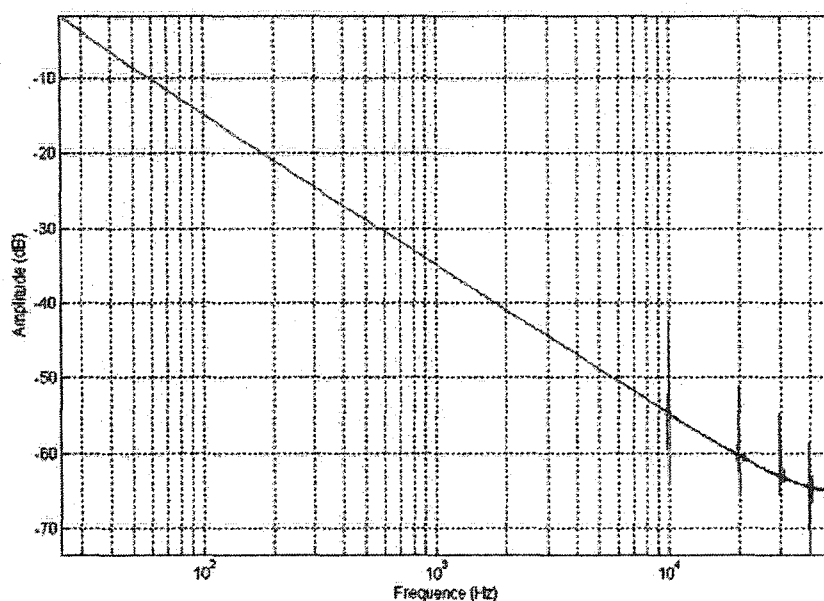


Figure 5-8 FFT du courant simulé pour $f_c = 10$ kHz.

5.2.5 Analyse des résultats

L'analyse spectrale démontre que les courants produits par la simulation en temps différé sont similaires à ceux recueillis en pratique. Le tableau suivant effectue une comparaison des raies spectrales pour la fréquence de commutation de 1 kHz:

Tableau XII

Amplitudes des raies spectrales pour $f_c = 1$ kHz

	1 kHz	2 kHz	3 kHz	4 kHz
Montage expérimental	-25 dB	-40 dB	n/d	n/d
Simulation	-20 dB	-32 dB	-38 dB	-42 dB

Nous pouvons observer que les deux premières raies spectrales présentent des amplitudes similaires entre la simulation et le montage expérimental. Les différences sont attribuables au fait que les paramètres du modèle de la machine ne sont pas nécessairement identiques à ceux de la vraie machine donc, l'amplitudes des courants ne sont pas les mêmes.

Nous pouvons également remarquer que l'analyse spectrale du système pratique est limité à 2 kHz. Ceci s'explique par le fait que le taux d'échantillonnage de l'oscilloscope est lié à sa base de temps. Donc, le nombre de points disponibles pour effectuer la FFT est limité. Le tableau suivant présente la comparaison des raies spectrales pour une fréquence de commutation de 5 kHz.

Tableau XIII

Amplitudes des raies spectrales pour $f_c = 5\text{kHz}$

	5 kHz	10 kHz	15 kHz	20 kHz
Montage expérimental	-35 dB	-50 dB	-55 dB	n/d
Simulation	-35 dB	-48 dB	-52 dB	-58 dB

En observant les amplitudes des raies spectrales de ce tableau, nous pouvons constater qu'il n'y a pas beaucoup de différences entre la simulation et le montage expérimental. Ceci nous indique que le modèle de la machine asynchrone présente des caractéristiques similaires à celles de la machine réelle.

Comme nous pouvons le constater selon les résultats exposés dans les sections précédentes, le modèle de la machine utilisé en simulation est largement suffisant pour reproduire fidèlement le comportement de la machine réelle. Nous savons désormais qu'il n'est pas obligatoire de fabriquer un prototype en laboratoire dans le but de valider

les résultats expérimentaux obtenus à l'aide de la STR. Une simulation en temps différé est suffisamment précise pour établir une référence. Ce résultat important sera utilisé dans le cadre de travaux futurs pour l'analyse de d'autres commandes plus complexes. Nous allons maintenant entamer une dernière étape avant l'expérimentation de la commande avec le simulateur Hypersim, soit le choix de la fréquence de commutation.

5.3 Choix de la fréquence de commutation

Le choix de la fréquence de commutation pour effectuer les manipulations avec la STR est un choix fort difficile et complexe. Le simulateur Hypersim est limité à une vitesse d'exécution de 60 μ s. Il est donc impensable d'attaquer le simulateur avec une fréquence de commutation de 20 kHz car les résultats seraient incohérents. Il faut donc restreindre notre étude à des fréquences de commutation plus faibles. Nous devons toutefois préciser que ceci n'enlève rien à la pertinence de ce travail car ce n'est qu'une limitation matérielle. De plus, avec des méthodes de commutation précise nous pouvons largement améliorer ces performances. Toutefois, ce travail n'est qu'une première étape et une telle méthode n'est pas utilisée.

5.3.1 Analyse des impulsions de la MLIV

La précision des impulsions de la modulation vectorielle est très importante. Si les temps de conduction sont imprécis, il en résulte rapidement une déformation marquée des ondes de courant et de couple. Cette section présente une analyse des imprécisions rencontrées lors de l'échantillonnage du simulateur des signaux de commande externes. Cette analyse est limitée à la modulation vectorielle justifiée à droite. Elle nous permettra, entre autre, de déterminer la fréquence de commutation que nous allons utiliser.

Tel que démontré au chapitre 3, la largeur des impulsions de MLIV est donnée par les relations suivantes:

$$dt_1 = \frac{(V_{pp} - V_{pp})}{F_c \times E} \quad (5-1)$$

$$dt_2 = \frac{(2V_{moy} + V_{moy})}{F_c \times E} \quad (5-2)$$

L'équation (5-3) expose les ondes sinusoïdales qui sont utilisées pour les valeurs de V_{pp} et V_{moy} sur l'intervalle de 30 à 90 degrés:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{pp} = k \sin(\alpha) \\ V_{moy} = k \sin(\alpha + 120^\circ) \end{array} \right\} \quad 30^\circ < \alpha < 90^\circ \quad (5-3)$$

Si nous substituons dans (5-1) et (5-2), les tensions V_{pp} et V_{moy} tel que définies dans l'équation (5-3), nous obtenons que:

$$dt_2 = \frac{k(2 \sin((\alpha + 120^\circ) + \sin(\alpha)))}{F_c E} \quad (5-4)$$

et

$$dt_2 + dt_1 = \frac{k(2 \sin((\alpha) + \sin(\alpha + 120^\circ)))}{F_c E} \quad (5-5)$$

La valeur de k dans ces relations est celle de la tension de commande. Nous pouvons remarquer selon les équations (5-4) et (5-5) que la durée de l'impulsion est directement proportionnelle à la tension de commande pour une valeur de α fixe. Donc lorsque la tension de commande est faible, les impulsions sont petites et vice versa.

La figure 5-14 illustre l'erreur causée par l'échantillonnage des signaux de la MLIV introduite par le simulateur en temps réel.

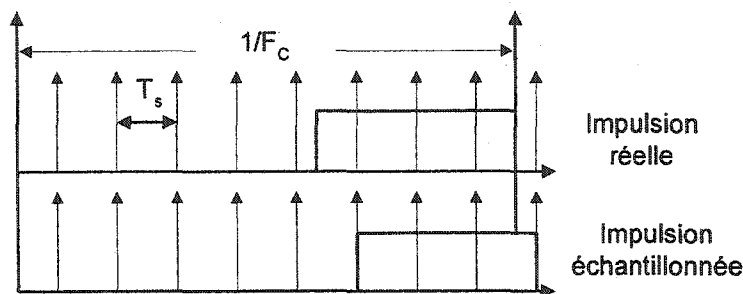


Figure 5-14 Erreur causée par l'échantillonnage de la MLIV.

Le but est de déterminer une manière de quantifier cette erreur. Une bonne manière d'y parvenir est d'effectuer un pourcentage d'erreur de l'impulsion réelle par rapport à celle échantillonnée et ce pour la longueur maximale de l'impulsion courte.

Avec l'aide de l'équation (5-4) nous calculons la durée de l'impulsion courte. Ensuite, en appliquant des calculs simples, nous déterminons la longueur de cette impulsion échantillonnée pour calculer un pourcentage d'erreur. Nous utiliserons $\alpha = 30$ degrés dans l'équation (5-4) pour effectuer cette comparaison. La raison de ce choix est simple: l'impulsion courte est maximale à cette valeur de α .

La figure 5-15 présente l'évolution de l'erreur en fonction de la tension de commande et la fréquence de commutation. On constate que l'erreur croît rapidement avec l'augmentation de la fréquence de commutation ainsi qu'avec la diminution de la tension de commande.

La figure 5-16 est similaire à la figure 5-15 sauf que nous avons ajouté un «plancher» d'erreur à 10%. Partout où la surface est plane, l'erreur est moins de 10%. Lorsqu'il y a des crêtes qui sortent du plancher, ceci signifie que l'erreur est supérieure à 10%, donc ces secteurs doivent être évités.

Si nous observons attentivement la figure 5-16 nous constatons que nous pouvons opérer à une fréquence de 1kHz avec une précision intéressante sur une bonne gamme des tensions de commande. Cette performance subit une dégradation rapide pour les fréquences supérieures. À la lumière de ces informations, nous n'avons d'autres choix que de sélectionner une fréquence de commutation de 1kHz pour maintenir une précision acceptable. Donc, pour les quatre expérimentations qui vont suivre dans les prochaines sections, la fréquence de commutation sera de 1kHz.

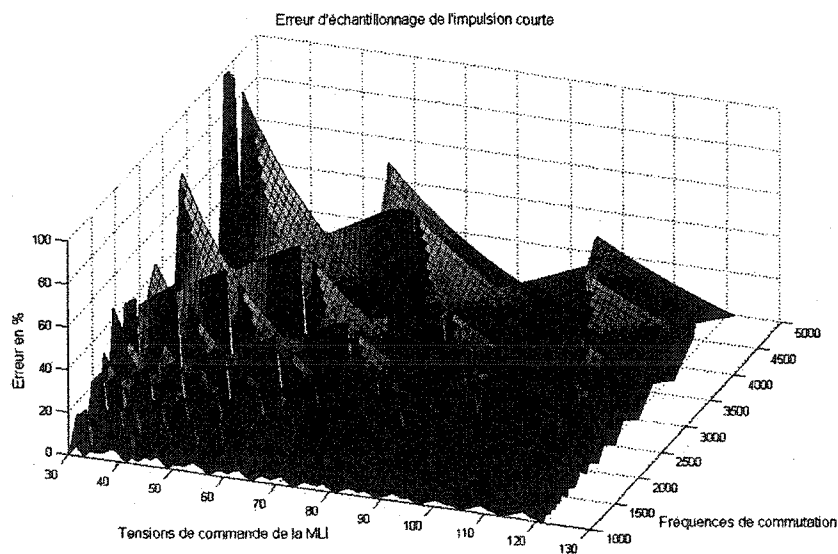


Figure 5-15 Erreur d'échantillonnage de l'impulsion courte.

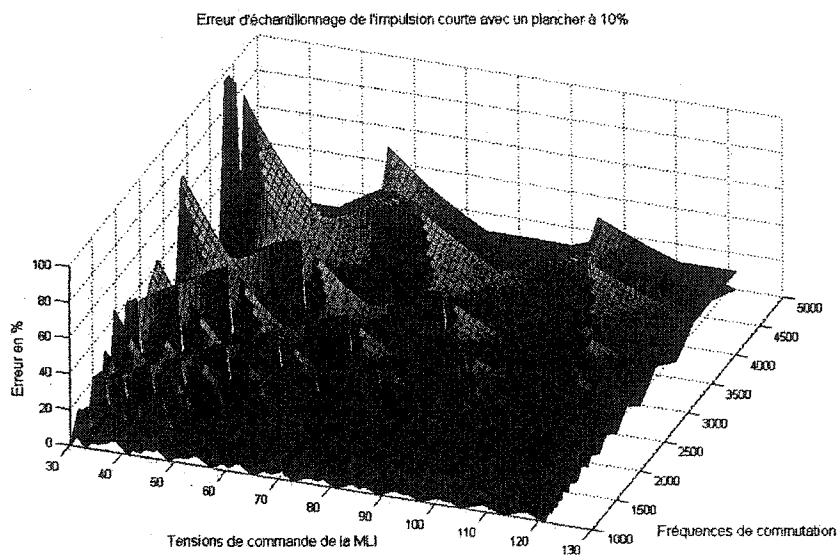


Figure 5-16 Erreur d'échantillonnage de l'impulsion courte avec un plancher de 10%.

5.4 Résultats expérimentaux de l'interconnexion du MC68832 avec Hypersim

Le travail préliminaire fait dans les deux premières sections de ce chapitre est essentiel dans le but d'assurer une bonne cohésion entre les résultats pratiques et théoriques. De plus, nous savons maintenant que les simulations en temps différé discrétisées à un pas de $1\mu s$ peuvent servir de référence tel que démontré dans la section 5.1. Nous allons maintenant entamer la réalisation de quatre cas études avec le simulateur en temps réel dont un en boucle fermée. Pour chacune des expérimentations, une simulation en temps différé est effectuée dans le but de valider les résultats expérimentaux obtenus en temps réel.

5.4.1 Démarrage de la machine et perturbation de charge

Le premier test consiste à démarrer le moteur en boucle ouverte. La tension d'attaque de la MLIV est de 70 Volts et la fréquence de commande est de 20 Hz. La tension d'alimentation du pont est de 200 Volts. La fréquence de commutation de l'onduleur est de 1kHz. Un échelon de charge de 10 N.m est appliqué à $t = 5.44$ secondes.

La figure 5-17 présente les courants obtenus en temps réel et en temps différé tandis que nous pouvons observer les couples électromagnétiques sur la figure 5-19. Des agrandissements des courants lors du démarrage et lors de l'échelon de charge de 10 N.m sont disponibles à la figure 5-18. La figure 5-20 permet également de visualiser d'une manière plus précise les couples développés.

Nous pouvons observer que les oscillations de couple au démarrage sont similaires dans les deux cas. Ces oscillations qui sont dues aux constantes de temps rotoriques de la machine sont facilement identifiables en utilisant la simulation en temps réel.

Nous pouvons également observer la montée du couple de la machine lors de l'échelon de charge de 10 N.m. Cette montée lente est provoquée par la constante de temps mécanique de la machine. En effet, l'inertie de la machine possédant les caractéristiques d'un filtre passe bas, ne permet pas une variation instantanée de la vitesse. Donc, puisque le couple est en relation avec le glissement de la machine, celui-ci ne peut s'établir instantanément à sa valeur finale. Ce comportement est encore une fois facilement identifiable en observant les courbes calculées par la simulation en temps réel.

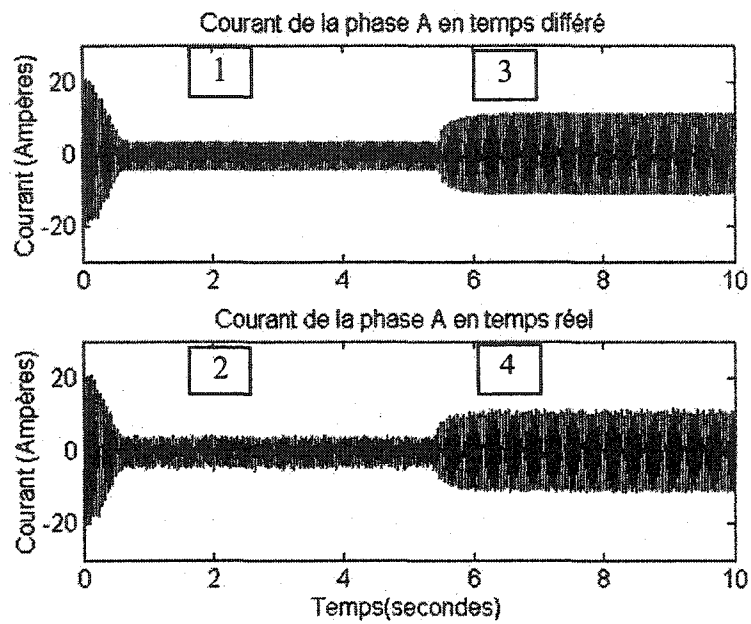


Figure 5-17 Courants de la phase A en temps réel et en temps différé

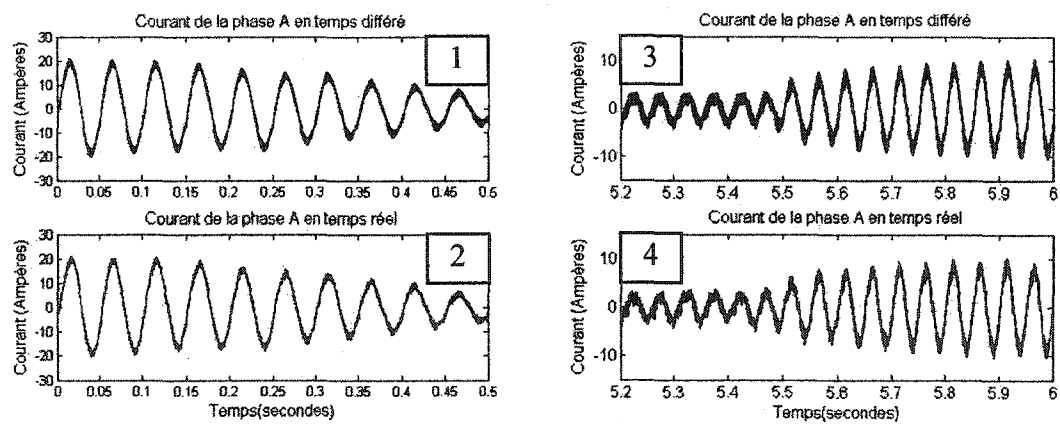


Figure 5-18 Agrandissement des courants au démarrage et lors de l'échelon de 10Nm.

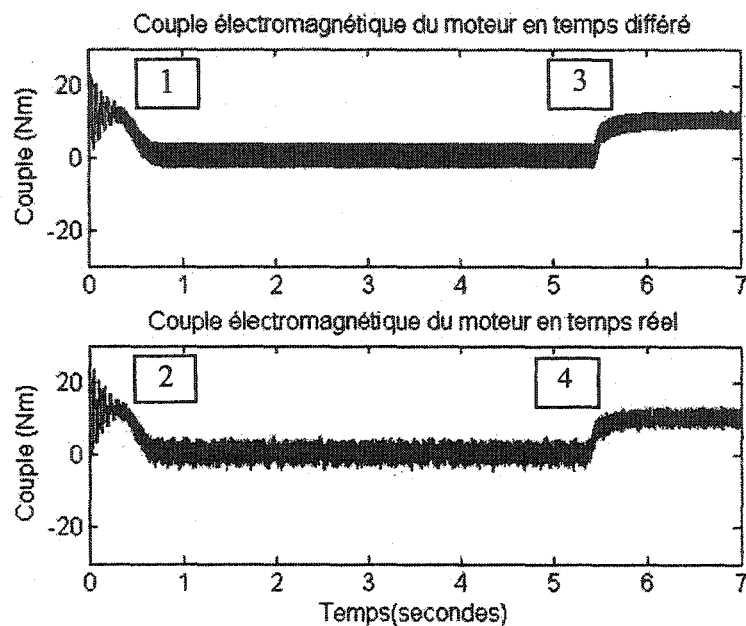


Figure 5-19 Couple du moteur en temps réel et en temps différé.

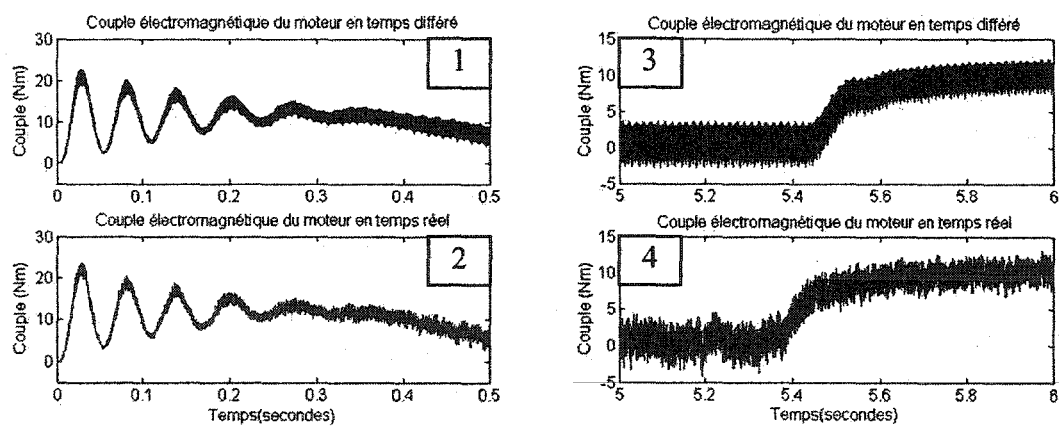


Figure 5-20 Aggrandissement du couple lors du démarrage et de l'échelon de charge de 10 N.m.

5.4.2 Démarrage de la machine avec un couple de type ventilateur

Un couple classique que nous pouvons appliquer au moteur est celui de type ventilateur. Ce couple est défini par une courbe quadratique de la forme:

$$T(\omega) = k\omega^2 \quad (5-6)$$

Dans le cas de notre machine, nous savons que son couple nominal est de 10 N.m. La fréquence d'alimentation du moteur étant fixée à 20 Hz, la constante k de l'équation (5-6) peut être déterminée selon:

$$10 = k \times \left(\frac{120 \times 20}{4} \right)^2 \Rightarrow k \approx 30 \times 10^{-6} \quad (5-7)$$

Vous devez noter que la vitesse est en révolution par minute.

5.4.2.1 Conditions du test

La tension appliquée au moteur est de 70 Volts et tel que mentionné précédemment, la fréquence des tensions statoriques est de 20 Hz. La figure 5-21 présente les courants obtenus en temps réel et en temps différé pour le régime transitoire et permanent de la machine. La figure 5-22 affiche les couples électromagnétiques développés par le moteur.

Les amplitudes et les allures des courants au démarrage sont similaires. Ceci est confirmé en observant les couples. Nous pouvons dénombrer six crêtes de couple au démarrage dans les deux cas. Puisque le couple de la machine asynchrone peut être calculé par le

produit en quadrature des courants rotoriques et statoriques, nous ne pouvons que conclure que ces courants sont presque identiques dans les deux cas.

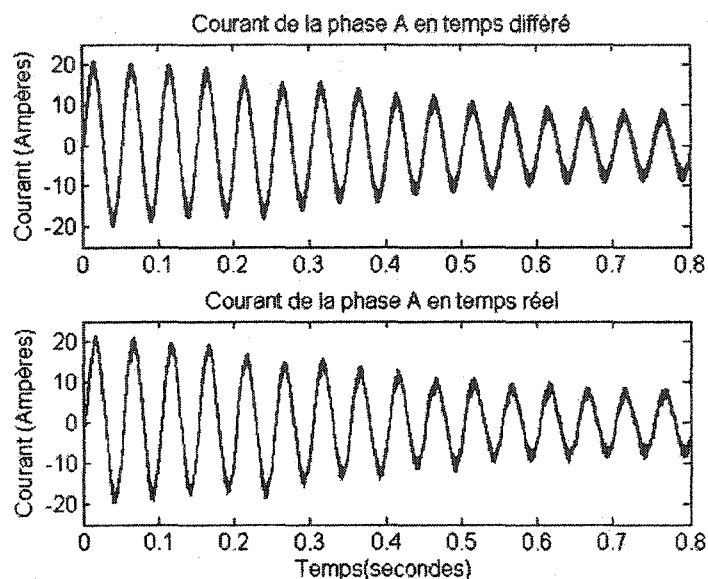


Figure 5-21 Courant du moteur avec une charge de type ventilateur.

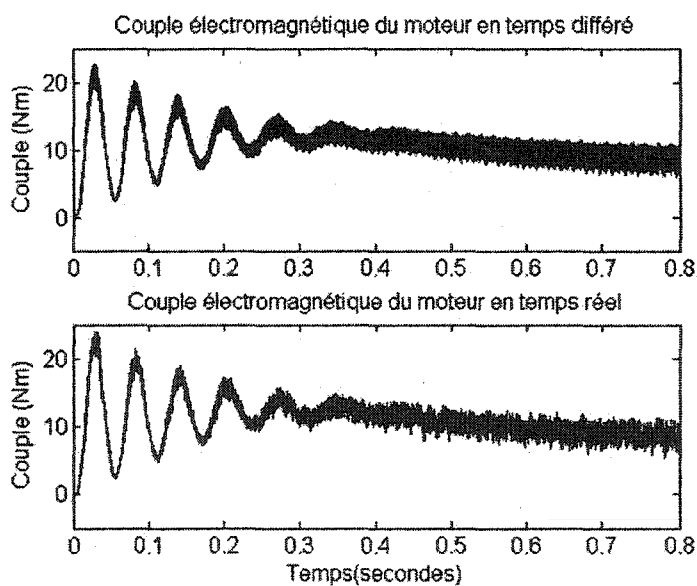


Figure 5-22 Couple du moteur avec une charge de type ventilateur.

5.4.3 Perte d'un interrupteur de puissance

La perte d'un interrupteur de puissance est une perturbation critique dans le cas d'un entraînement électrique. Il n'est pas facile de créer ce phénomène transitoire en laboratoire car l'on risque d'endommager de l'équipement. Grâce à la STR nous pouvons évaluer l'ampleur du phénomène rapidement et surtout en toute sécurité.

5.4.3.1 Conditions du test

Les conditions de test sont les mêmes que celles de la section soit un couple de type ventilateur, une tension d'alimentation du pont de 200 Volts, une tension de commande de 70 Volts et une fréquence de commande de 20 Hertz. C'est l'interrupteur identifié Sw1 de la figure 5-23 qui simule le défaut. Durant 0,66 seconde à partir de 3,07 secondes, l'interrupteur Sw1 devient inconditionnellement en circuit ouvert simulant une faute du pilote de grille de ce transistor. Les courants recueillis lors de cette expérimentation sont présentés sur la figure 5-24. Un agrandissement de la zone d'intérêt est présenté à la figure 5-25. Les couples sont présentés à la figure 5-26. Un agrandissement de ces couples est également disponible figure 5-27.

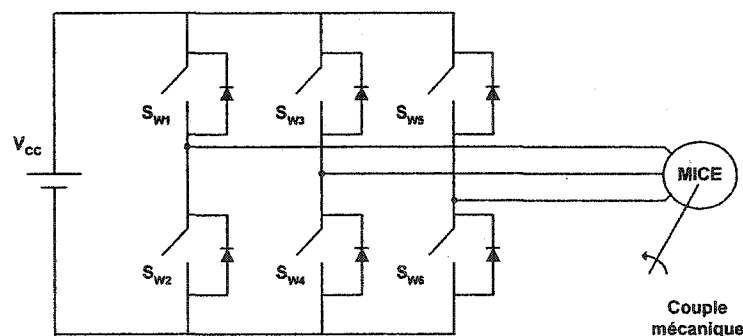


Figure 5-23 Emplacement des interrupteurs du pont.

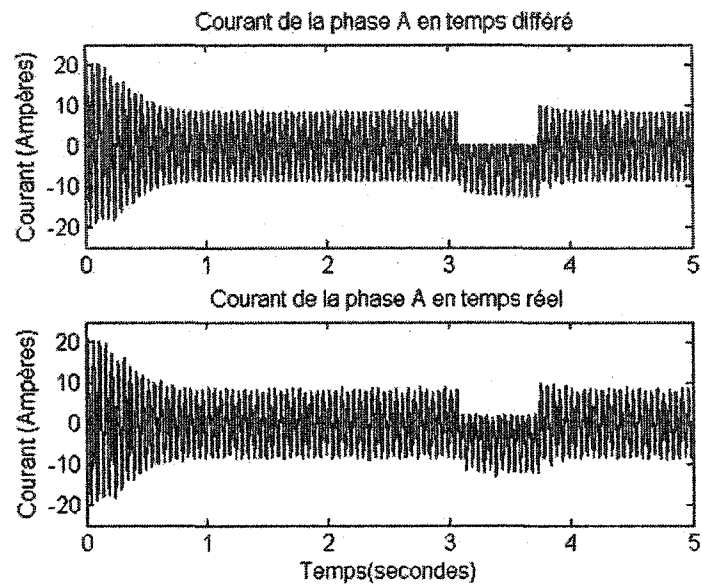


Figure 5-24 Courant de la machine lors de la perte de Sw1.

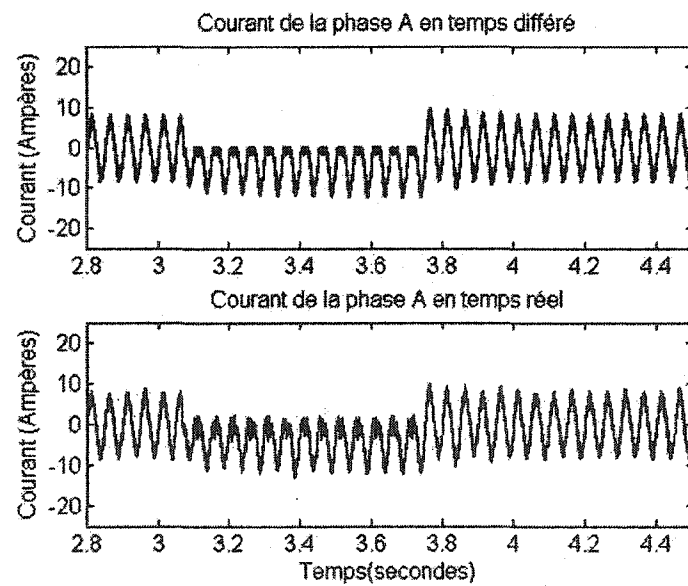


Figure 5-25 Agrandissement du courant.

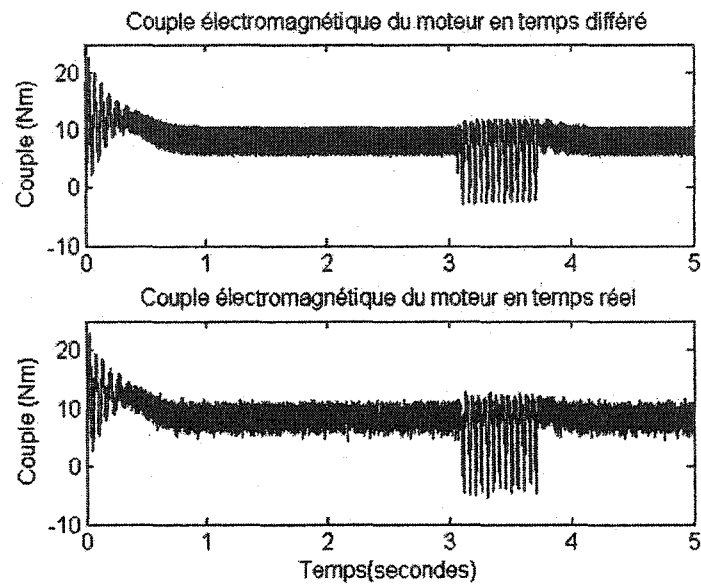


Figure 5-26 Couple de la machine lors de la perte de Sw1.

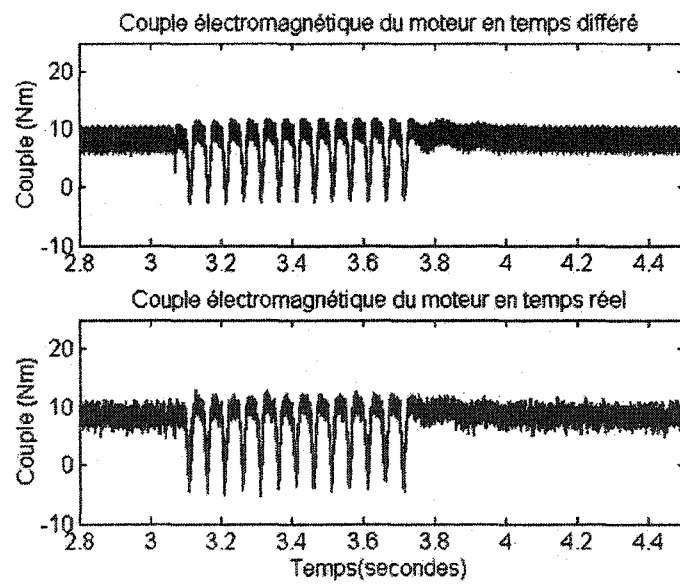


Figure 5-27 Agrandissement du couple.

Nous pouvons observer que la perte de l'interrupteur de puissance entraîne une diminution de la valeur moyenne du couple. Une diminution de la vitesse est alors observable puisque le couple résistif ne diminue pas. La figure suivante illustre la perte de vitesse en temps réel et en temps différé.

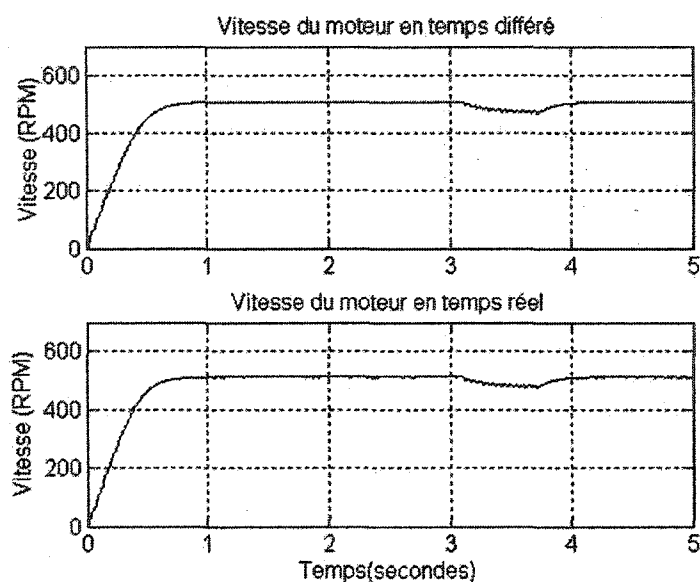


Figure 5-28 Vitesse lors de la perte de Sw1.

L'agrandissement de la zone d'intérêt nous permet d'observer l'impact de la perte de Sw1 sur la vitesse. Nous pouvons observer les oscillations de vitesse causées par les oscillations de couple. Encore une fois, nous pouvons remarquer que la simulation en temps réel donne d'excellents résultats.

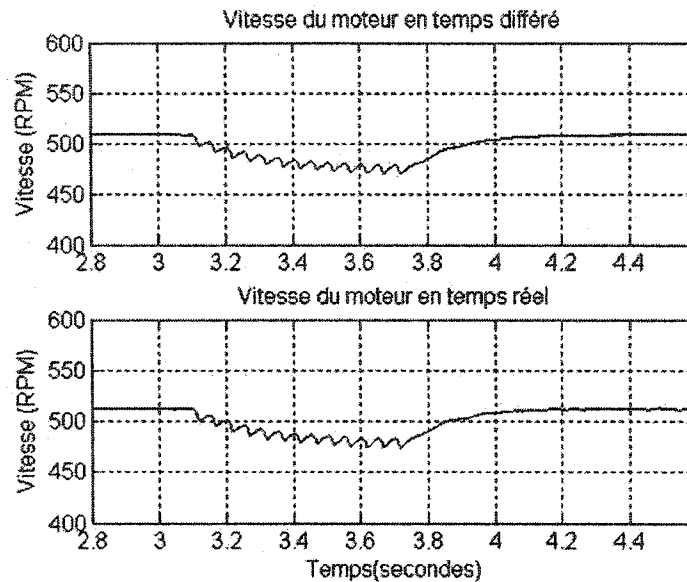


Figure 5-29 Agrandissement de la zone d'intérêt.

5.4.4 Échelon de couple en boucle fermée

La boucle fermée est sûrement la partie la plus intéressante de cette étude. Elle permet de vérifier si la modélisation du contrôleur est correctement effectuée en simulation. De plus, elle requiert une rétroaction de vitesse du simulateur, ce qui implique qu'il y a une dynamique entre le contrôleur Hypersim.

5.4.4.1 Conditions du test

Le rapport volts par Hz du contrôleur est de 3. La consigne de vitesse est maintenue constante. Un échelon de couple est appliqué au moteur à $t = 6.27$ secondes. Sur les figures 5-30 et 5-31 vous pouvez apercevoir la vitesse de consigne qui est de 15.66 Hz soit 470 r/min. Les vitesses du moteur en temps différé et en temps réel sont également disponibles sur ces figures. Comme vous pouvez le constater la modélisation du contrôleur représente très bien la commande implantée dans le contrôleur MC68332. Les

formes d'ondes des courants et des couples sont disponibles aux figure 5-32 et 5-34 respectivement. Il est important de mentionner que les gains du régulateur PI utilisés dans Simulink et ceux du contrôleur MC68332 sont identiques.

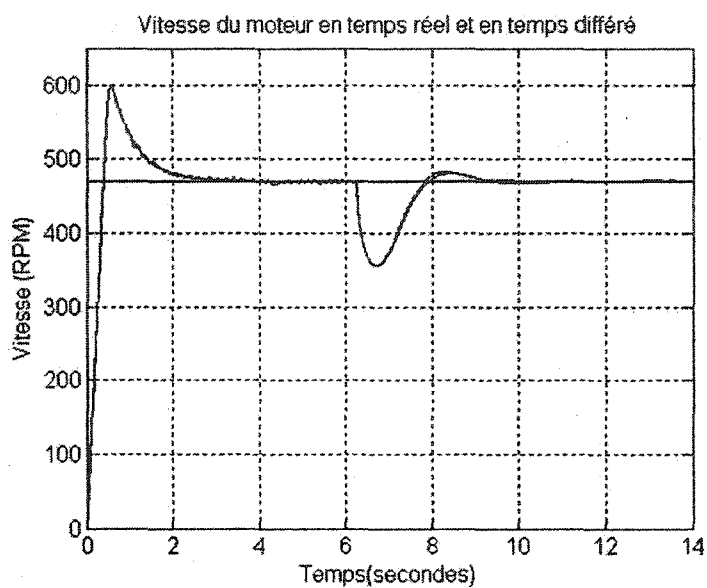


Figure 5-30 Consigne de vitesse, vitesse en temps réel et en temps différé.

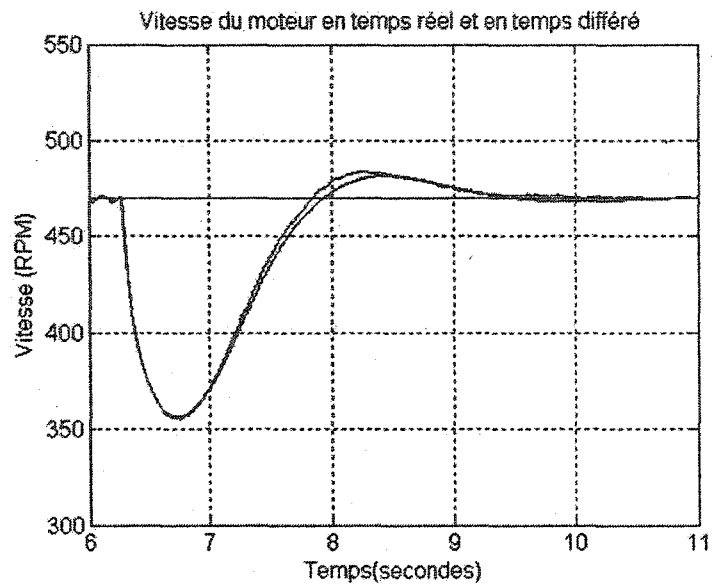


Figure 5-31 Agrandissement des vitesses lors de l'échelon de 10Nm.

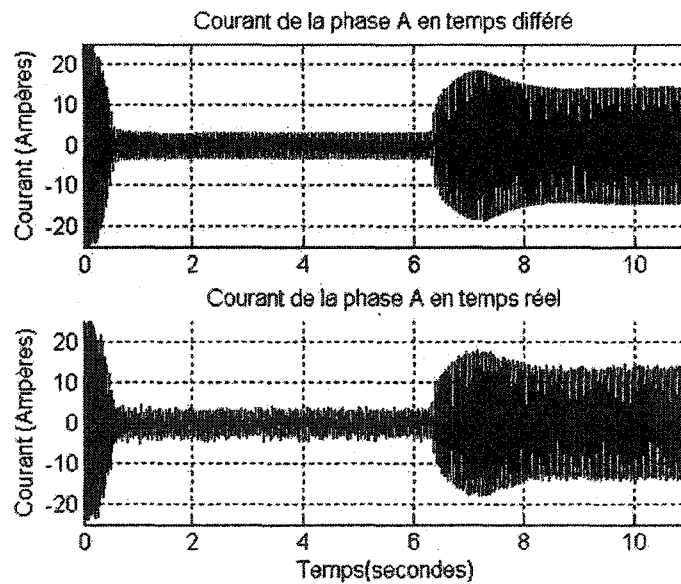


Figure 5-32 Courant de la machine en boucle fermée.

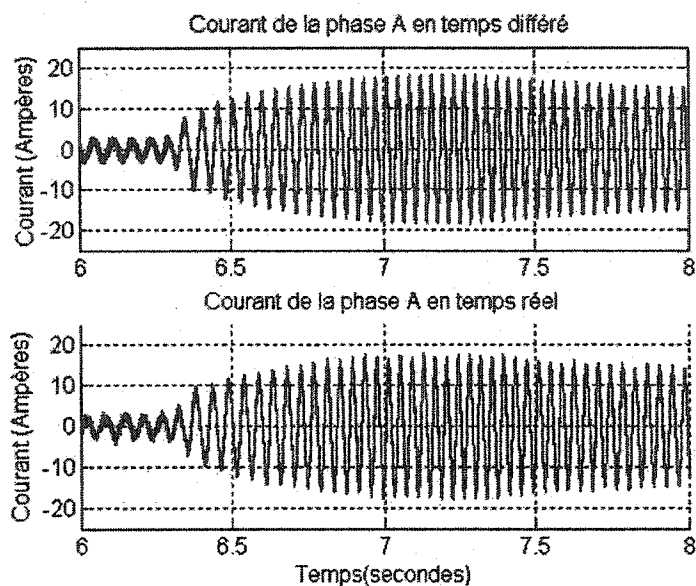


Figure 5-33 Agrandissement du courant lors de l'échelon de 10 N.m.

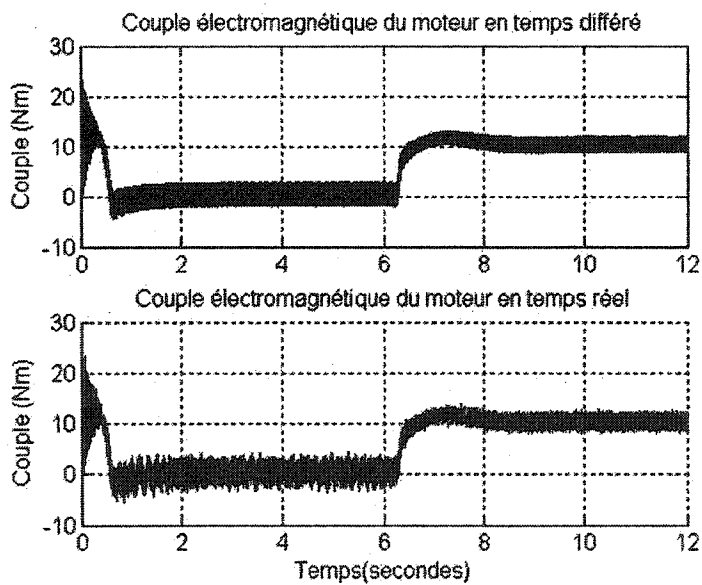


Figure 5-34 Couple de la machine en boucle fermée.

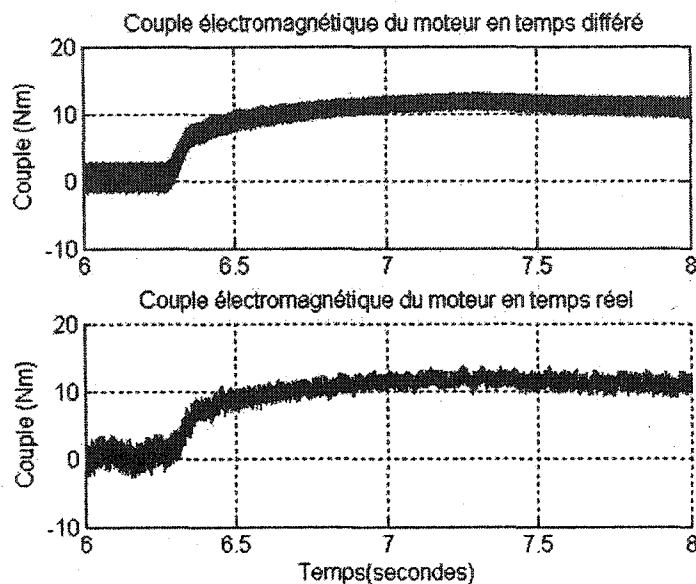


Figure 5-35 Agrandissement du couple lors de l'échelon de 10 N.m.

Les couples électromagnétiques sont disponibles aux figures 5-34 et 5-35. Nous pouvons remarquer que les vitesses sont presque identiques dans le deux cas pour toute l'expérimentation. Les réponses des deux contrôleurs sont similaires même lors de l'application de l'échelon de charge en boucle fermée. Ceci nous indique que la dynamique entre contrôleur MC68332 et le simulateur en temps réel fonctionne bien et que la simulation en temps réel donne d'excellents résultats.

5.4.5 Analyse spectrale des courants en régime permanent

Nous avons effectué des expérimentations en régime transitoire. Nous allons maintenant nous intéresser au contenu fréquentiel des courants en régime permanent de la machine.

Les formes d'ondes présentées à la figure 5-36 illustrent les courants de la machine en boucle ouverte avec une fréquence de commande de 20 Hz, une tension de commande de 70 Volts et un couple de charge constant de 10 N.m.

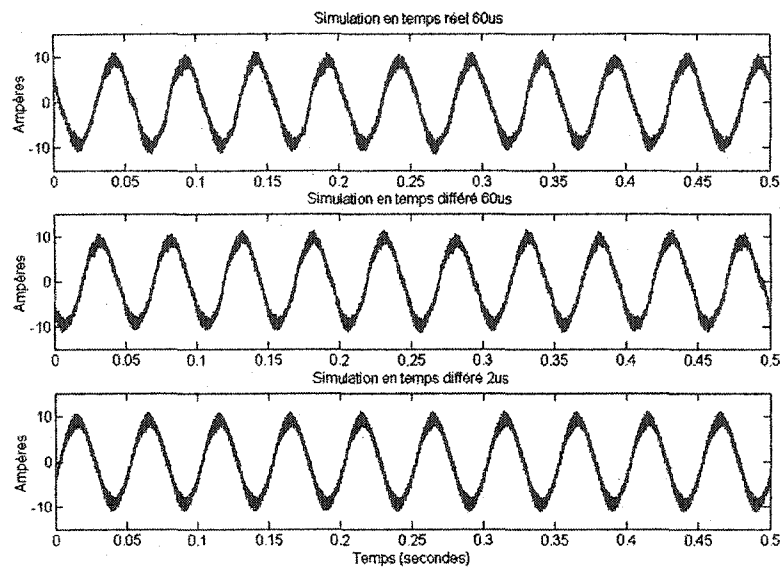


Figure 5-36 Courant du moteur en régime permanent.

En observant les formes d'ondes, nous constatons qu'il y a un certain niveau d'imprécision dans les systèmes simulés à $60\mu\text{s}$ (en temps réel et en temps différé) par rapport à celui simulé à $2\mu\text{s}$. Ces différences, comme nous en avons discuté à la section 5.3, sont dues à l'échantillonnage des signaux MLIV. Des analyses fréquentielles de ces ondes sont présentées aux figures 5-37, 5-38 et 5-39.

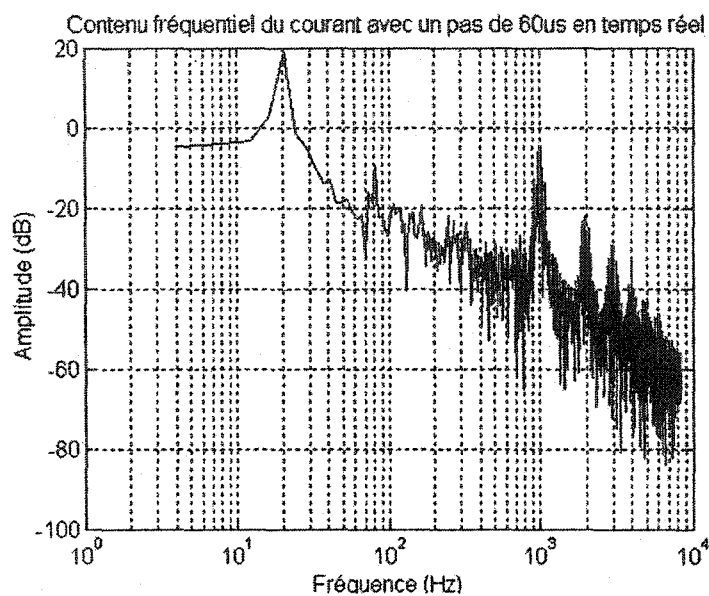


Figure 5-37 FFT du courant simulé en temps réel à 60us.

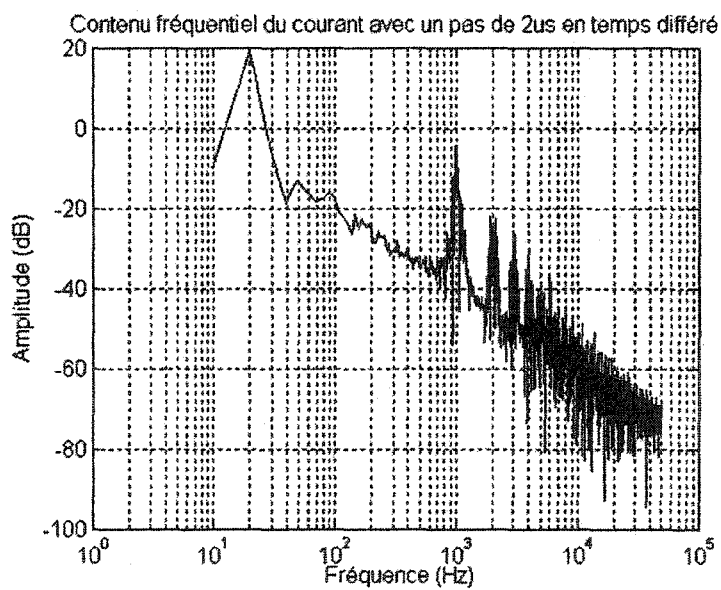


Figure 5-38 FFT du courant simulé en temps différé à 2us.

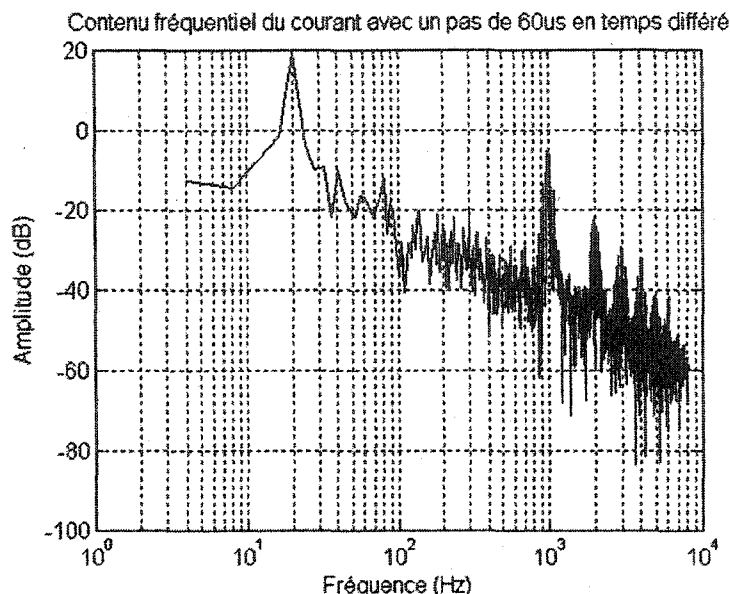


Figure 5-39 FFT du courant simulé en temps différé à 60us.

Comme nous pouvons le constater, le contenu fréquentiel de l'onde calculée par le simulateur est très ressemblant à celui de la référence à 2 μ s.

5.5 Conclusion

La section 5.1 de ce chapitre est consacrée à la comparaison des résultats expérimentaux obtenus en laboratoire avec une machine réelle et ceux obtenus en simulation. Cette validation est extrêmement importante car elle permet de confirmer l'utilité et la précision de la simulation des machines électriques. De plus, ce test confirme que la simulation en temps différé avec des pas de calculs très petits, permet de servir de référence pour des travaux futurs.

La section 5.3 propose une recherche de la fréquence de commutation que nous utilisons tout au cours de ce chapitre. Cette recherche semble simple mais quelques semaines de

test ont été nécessaires pour établir un critère de performance permettant de sélectionner la bonne fréquence.

Finalement, la section 5.4 présente les résultats expérimentaux obtenus lors du branchement du contrôleur MC68332 avec Hypersim. Plusieurs conditions de charge ont été simulées. De plus, un test en boucle fermée qui donne de très bons résultats nous permet d'anticiper un brillant avenir pour la simulation en temps réel des entraînements électriques. Ceci termine les expérimentations effectuées avec le simulateur en temps réel.

Le sujet du prochain chapitre est l'un des plus importants de la simulation des machines électrique, soit la recherche des paramètres. Une revue des techniques que j'ai explorées tout au cours de mes recherches y est présentée. Ensuite, nous allons orienter le tir vers mes propres recherches à ce sujet.

CHAPITRE 6

IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES DES MACHINES ASYNCHRONES

Jusqu'à maintenant, nous avons abordé les questions de modélisation et nous avons effectué l'interconnexion d'une commande externe à un simulateur en temps réel. Nous allons maintenant nous intéresser à la recherche des paramètres à introduire dans le modèle de la machine asynchrone.

6.1 Motivations des recherches

Lorsque nous effectuons la simulation d'un phénomène physique quelconque, le travail se divise en deux étapes fondamentales. La première étape consiste à trouver les modèles mathématiques des phénomènes en question que nous désirons simuler. Cette étape est très importante et souvent difficile, mais en revanche, plusieurs volumes fournissent des modèles classiques adaptables aux besoins des simulations de systèmes en général. Par exemple, dans le cas des entraînements électriques, nous connaissons le modèle dynamique de la machine asynchrone ainsi que quelques modèles de charges (ventilateur, broyeur, etc...)

La deuxième étape consiste à trouver des valeurs numériques à introduire dans les paramètres des modèles. Pour certains de ces paramètres, la recherche est facile. Si nous prenons comme exemple la tension de saturation aux bornes d'un interrupteur de puissance à l'état passant, une courte recherche dans la fiche technique de la pièce en question nous informe de la valeur de ce paramètre. Par contre, d'autres valeurs sont très difficiles, voire carrément impossible à obtenir. Souvent, seules les compagnies spécialisées dans le domaine de recherche connaissent ces chiffres et elles ne sont pas intéressées à les divulguer à la communauté scientifique pour des raisons économiques ou stratégiques.

Dans le cas des machines asynchrones le problème des paramètres est très préoccupant pour les raisons que voici.

1. les méthodes de commande modernes utilisent ces paramètres. La commande directe du couple et du flux (DTFC) ou la commande à flux orienté (FOC) en sont des exemples importants. Les paramètres sont utilisés dans la commande pour l'estimation des flux et du couple de la machine. Ils jouent alors un rôle clé dans l'implantation de ces commandes en pratique et ils doivent être disponibles lors de la phase de conception de la commande.
2. la simulation est souvent utilisée pour dimensionner les composantes ou pour optimiser certains éléments du contrôle.

Par exemple, le choix du condensateur de lien CC (bus DC) est très important. En théorie, nous considérons souvent une source de tension idéale afin de faciliter les analyses. Dans les faits, ces condensateurs représentent un certain coût ainsi que de l'encombrement dans le boîtier. Il en est de même avec les interrupteurs de puissance. La simulation permet de dimensionner les interrupteurs selon les courants présents en régime transitoire de la machine. En théorie, ce calcul est très difficile à réaliser. Il n'en reste pas moins que le choix des composantes doit être éclairé et la simulation est fortement utile pour effectuer cette tâche. Par contre, si les paramètres de la machine reflètent mal ceux du vrai moteur, le dimensionnement devient laborieux voire même tout à fait erroné.

Ces faits reflètent bien l'importance des paramètres de simulation et c'est le sujet abordé dans les prochaines sections car sans les bonnes valeurs, la simulation des machines devient futile voire carrément inutile.

6.2 Critères de sélection d'une méthode de recherche des paramètres

La simplicité des méthodes est le critère le plus important de ma recherche d'algorithmes pour trouver les paramètres des moteurs. La raison est simple: souvent nous ne disposons pas du moteur lors de la phase de conception de l'entraînement électrique. Nous devons donc utiliser un minimum d'informations sur le moteur qui nous intéresse. Les prochaines

sections présentent une revue des méthodes qui ont été retenues et expérimentées. Suivra une démonstration de la méthode que j'ai développée. Mais tout d'abord nous devons effectuer une analyse du comportement de la machine en régime permanent car ces résultats sont utilisés par deux méthodes.

6.3 Équations en régime permanent de la machine asynchrone

Nous savons qu'en régime permanent les courants sont sinusoïdaux et balancés. À l'exception de la transformation des courants dans le référentiel synchrone (où les courants i_{ds} et i_{qs} deviennent des constantes en régime établi), nous obtenons des courants pulsés.

Si nous effectuons la transformation des ces courants dans un référentiel asynchrone tournant nous pouvons y observer des courants ayant une fréquence non nulle et déphasés de 90 degrés. Nous pouvons donc représenter sous la forme complexe les tensions dq appliquées au moteur par:

$$\tilde{V}_{ds} = j\tilde{V}_{qs} \quad (6-1)$$

en posant:

$$\theta(0) = 0 \quad (6-2)$$

nous obtenons que:

$$\tilde{V}_{qs} = \tilde{V}_{as} \quad (6-3)$$

Puisque la machine asynchrone est symétrique, nous pouvons appliquer les relations (6-1) et (6-3) au courant et aux flux. Dû à cette symétrie, nous pouvons également appliquer ces relations aux grandeurs électriques du rotor, soit:

$$V_{qr}' = jV_{dr}' \quad (6-4)$$

Si nous posons encore une fois $\theta(0) = 0$ et $\theta_r(0) = 0$, nous pouvons affirmer que:

$$V_{qr}' = V_{ar}' \quad (6-5)$$

En utilisant les deux équations dynamiques suivantes:

$$V_{qs} = R_s i_{ds} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{p}{\omega_b} \psi_{qs} \quad (6-6)$$

$$V_{qr}' = R_r' i_{dr}' + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi_{dr}' + \frac{p}{\omega_b} \psi_{qr}' \quad (6-7)$$

et en remplaçant p par $j(\omega_e - \omega)$ dans les équations (6-6) et (6-7), elles peuvent être réécrites comme suit:

$$\tilde{V}_{qs} = R_s \tilde{I}_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \tilde{\psi}_{ds} + j \left(\frac{\omega_e - \omega}{\omega_b} \right) \tilde{\psi}_{qs} \quad (6-8)$$

$$\tilde{V}_{qr}' = R_r' \tilde{I}_{qr}' + \frac{\omega}{\omega_b} \tilde{\psi}_{dr}' + j \left(\frac{\omega_e - \omega}{\omega_b} \right) \tilde{\psi}_{qr}' \quad (6-9)$$

Si nous substituons les relations (6-1) et (6-3) dans (6-8) et (6-9), nous avons que:

$$\tilde{V}_{qs} = R_s \tilde{I}_{qs} + j \frac{\omega_e}{\omega_b} \tilde{\Psi}_{qs} \quad (6-10)$$

$$\tilde{V}_{qr'} = R_r' \tilde{I}_{qr'} + j \left(\frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_b} \right) \tilde{\Psi}_{qr'} \quad (6-11)$$

En exprimant les flux par les relations inductance - courant, nous obtenons alors:

$$\Psi_{qs} = X_{ls} i_{qs} + X_m (i_{qs} + i_{qr'}) \quad (6-12)$$

$$\Psi_{qr'} = X_{lr'} i_{qr'} + X_m (i_{qs} + i_{qr'}) \quad (6-13)$$

En substituant les relations (6-12) et ((6-13) dans les équations (6-10) et (6-11), et que nous remplaçons les variables q_s et q_r par a_s et a_r , nous obtenons que:

$$V_{as} = \left(R_s + j \frac{\omega_e}{\omega_b} X_{ls} \right) \tilde{I}_{as} + j \frac{\omega_e}{\omega_b} X_m (\tilde{I}_{as} + \tilde{I}_{ar'}) \quad (6-14)$$

et

$$\frac{\tilde{V}_{ar'}}{s} = \left(\frac{R_r'}{s} + j \frac{\omega_e}{\omega_b} X_{lr'} \right) \tilde{I}_{ar'} + j \frac{\omega_e}{\omega_b} X_m (\tilde{I}_{as} + \tilde{I}_{ar'}) \quad (6-15)$$

La variable s définit le glissement du moteur en régime établi soit:

$$s = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} \quad (6-16)$$

Si nous posons $\omega_b = \omega_e$, dans (6-14) et (6-15) nous obtenons alors les relations suivantes:

$$V_{as} = (R_s + jX_{ls})\tilde{I}_{as} + jX_m(\tilde{I}_{as} + \tilde{I}_{ar'}) \quad (6-17)$$

$$\frac{V_{as}}{s} = \left(\frac{R_r'}{s} + jX_{lr'}\right)\tilde{I}_{ar'} + jX_m(\tilde{I}_{as} + \tilde{I}_{ar'}) \quad (6-18)$$

Ce sont les relations finales. Le schéma équivalent de ces équations est présenté à la figure 6-1.

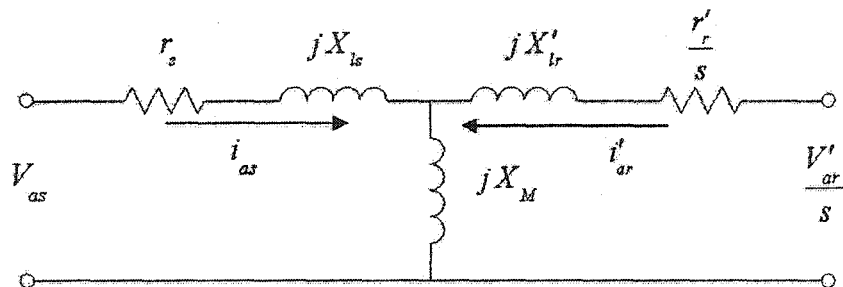


Figure 6-1 Machine asynchrone en régime permanent

L'impédance de phase de la machine en régime permanent est donnée par:

$$\hat{Z} = \frac{\frac{R_s R_r'}{s} + (X_m^2 - X_{ss} X_{rr'}) + j\left(\frac{R_r'}{s} X_{ss} + R_s X_{rr'}\right)}{\frac{R_r'}{s} + jX_{rr'}} \quad (6-19)$$

et le courant de phase du moteur en régime permanent est calculé selon:

$$\vec{I}_{as} = \frac{\vec{V}_{as}}{\vec{Z}} \quad (6-20)$$

Le couple électromagnétique du moteur en régime permanent est exprimé par:

$$T_e = \frac{3\left(\frac{p}{2}\right)\left(\frac{X_m^2}{\omega_b}\right)R_r's|\vec{V}_{as}|^2}{[R_sR_r' + s(X_m^2 - X_{ss}X_{rr}')]^2 + (R_r'X_{ss} + sR_sX_{rr}')^2} \quad (6-21)$$

où:

$$X_{ss} = X_{ls} + X_m = \omega_b(L_{ls} + L_m) \quad (6-22)$$

$$X_{rr}' = X_{lr}' + X_m = \omega_b(L_{lr}' + L_m) \quad (6-23)$$

$$X_m = \omega_b L_m \quad (6-24)$$

Le glissement du moteur en régime permanent est de la forme suivante:

$$s = \frac{\omega_{sync} - \omega_{rotor}}{\omega_{sync}} \quad (6-25)$$

Ceci termine la présentation des équations de la machine en régime permanent. Nous allons maintenant discuter des méthodes de recherche.

6.4 Test de la machine à vide et à rotor bloqué

Le test à vide et à rotor bloqué est un classique de l'identification des moteurs asynchrones. C'est à partir du schéma équivalent de la figure 6-1 que nous pouvons déduire la logique de ces tests.

6.4.1 Test à vide

Le test à vide est effectué en laissant librement le rotor tourner avec une alimentation statorique sinusoïdale à fréquence fixe. Puisque la vitesse du moteur asynchrone est près de la vitesse synchrone lorsque celui-ci est à vide, le glissement tend vers zéro. L'impédance de la branche contenant le terme R_r/s tend donc vers l'infini alors que le courant i_{ar}' tend vers zéro. Il est important de noter que dans une machine asynchrone, les tensions appliquées au rotor V_{ar}' sont nulles, car les enroulements rotoriques sont inaccessibles à l'utilisateur. Le courant i_{as} est alors le seul courant qui circule dans la machine. Donc:

$$i_{as} \approx \frac{V_{as}}{j(X_m)} \quad (6-26)$$

À partir de la relation (6-26), nous pouvons déterminer l'inductance stator - rotor (L_m) de la machine d'induction.

6.4.2 Test en rotor bloqué

Le test en rotor bloqué nous permet de déterminer toutes les autres composantes du circuit équivalent. Nous devons bloquer le rotor du moteur pour appliquer un glissement unitaire. L'impédance de la branche de magnétisation est alors en parallèle avec celle de l'inductance de fuite et la résistance du rotor (qui sont des valeurs faibles.) La branche

rotorique masque alors l'impédance de la branche de magnétisation. Ainsi nous retrouvons un circuit série comprenant la résistance statorique R_s , l'inductance de fuite statorique L_{ls} , la résistance rotorique R_r' , et l'inductance de fuite rotorique L_{lr}' respectivement. En supposant l'inductance de fuite statorique équivalente à celle rotorique, et en appliquant les lois de Kirchhoff, nous obtenons que:

$$i_{as} \cong i_{ar}' \cong \frac{V_{as}}{R_s + R_r' + j(X_{ls} + X_{lr}')} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} R_s + R_r' = \operatorname{Re}\left(\frac{V_{as}}{i_{as}}\right) \\ 2 \times X_{leak} = \operatorname{Im}\left(\frac{V_{as}}{i_{as}}\right) \end{array} \right\} \quad (6-27)$$

Nous devons considérer que les inductances de fuites du rotor et du stator sont égales donc:

$$X_{leak} \approx (X_{ls} + X_{lr}')$$

La résistance statorique ayant été préalablement mesurée, nous pouvons déterminer la résistance rotorique ainsi que les inductances de fuite à partir de (6-27).

Cette méthode est populaire car elle est simple. Toutefois, elle présente deux inconvénients majeurs. Premièrement, le moteur doit être disponible et installé dans un environnement permettant de l'alimenter. De plus, nous devons avoir des appareils dispendieux pour effectuer les mesures (spécialement lorsque nous avons des gros moteurs.)

Deuxièmement, nous devons bloquer le rotor du moteur et injecter des courants très élevés afin de déterminer les inductances de fuite et la résistance rotorique. Comme vous

pouvez le deviner, bloquer le rotor d'un moteur de 200 HP n'est pas une tâche simple ni très sécuritaire si nous ne prenons pas des moyens coûteux pour y arriver.

Cette méthode d'identification est simple mais elle demeure très théorique et elle est donc rejetée.

6.5 Algorithmes génétiques (AG)

Cette méthode a été sélectionnée car il ne faut pas effectuer beaucoup de mesures pour l'appliquer. En effet, lors de mes recherches, j'ai consulté plusieurs articles cités en référence. Celui des algorithmes génétiques a piqué ma curiosité car il m'a paru à prime abord simple. Avant de discuter des résultats obtenus avec cette méthode, voici une brève explication des principes de base utilisés par les algorithmes génétiques.

6.5.1 Contexte de l'utilisation des algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques ont fait leur apparition au milieu des années 70. Depuis leurs débuts, ils ont été appliqués avec plus ou moins de succès à différents problèmes d'optimisation du plus complexe au plus simple. Souvent comparés à tort aux recherches heuristiques aléatoires, les algorithmes génétiques peuvent être très utiles lorsque les fonctions à optimiser présentent des discontinuités ou d'autres caractéristiques qui rendent inutiles les techniques d'optimisation classiques. L'auteur cité en [11] a appliqué les algorithmes génétiques à l'identification des paramètres de moteur asynchrone. Avant d'entamer une discussion sur les résultats obtenus, une brève explication du mode de fonctionnement des algorithmes génétiques s'impose.

6.5.2 Principes de base des AG

Les algorithmes génétiques sont basés sur la génétique simplifiée des espèces animales existantes sur la terre. Même si le texte qui suit semble totalement hors de propos, il n'en reste pas moins qu'il est fondamental pour bien comprendre le fonctionnement des algorithmes génétiques.

Une population (un ensemble de paramètres plausibles) est constituée d'individus (ensemble de paramètres) qui possèdent un certain niveau de combativité (paramètres qui donnent de bons résultats.) L'information génétique de chacun des membres de la population (chromosomes) est transmise d'une génération à l'autre par le biais de la reproduction. Les enfants (combinaison des ensembles de paramètres) contiennent une partie du code génétique de la mère et du père, et donc une partie de la solution finale. Les individus dominants (ceux qui présentent un niveau d'exactitude le plus élevé) sont favorisés lors du processus de reproduction des solutions, ce qui se traduit par un nombre de reproductions plus élevé de ces individus. La sélection naturelle (le critère de sélection fixé par l'utilisateur) opère sur le taux de mortalité infantile (rejets des nouveaux paramètres sans intérêts ou erronés). La population est alors maintenue constante d'une génération à l'autre. Parfois des individus d'une autre population se joignent à la population actuelle (introduction d'un nouvel ensemble de paramètres). Ces individus permettent d'éviter la pauvreté génétique (que toutes les solutions se ressemblent) favorisant ainsi la diversité (atteinte d'un maximum par plusieurs chemins différents). La mutation est un phénomène rare mais présent dans une population d'individus. Les algorithmes génétiques permettent de tenir compte ou non de ce phénomène.

6.5.3 Mise en application des algorithmes génétiques

Maintenant que les principes de bases sont connus, voici la procédure de mise en œuvre des algorithmes génétiques dans le cadre de l'identification des paramètres de la machine asynchrone.

- a. Une population initiale d'individus est formée. Dans notre cas, chacun des individus est formé du vecteur suivant

$$V = [R_s \ L_{ls} \ R_r \ L_{lr} \ R_r \ L_m \ J_r \ B_r] \quad (6-28)$$

où:

R_s : résistance d'une phase statorique (Ω)

L_{ls} : inductance de fuite d'une phases statorique (H)

R_r : résistance d'une phase rotorique (Ω)

L_{lr} : inductance de fuite d'une phase rotorique (H)

L_m : inductance mutuelle stator / rotor (H)

J_r : inertie du rotor du moteur (kg.m^2)

B_r : coefficient de frottement du rotor (N.m.s/rad)

Le programmeur doit connaître, à priori, l'ordre de grandeur de chacun des paramètres. Par exemple, une inductance de fuite statorique de 10 Henrys est tout à fait inappropriée. Par contre, une valeur de départ de 0.1mH est tout à fait acceptable. Nous devons donc spécifier une valeur minimale pour chacun des paramètres ainsi qu'un écart acceptable. L'écart est choisi aléatoirement à l'intérieur d'un certain intervalle par un générateur de nombres aléatoires. La commande " rand " du logiciel Matlab permet d'effectuer cette opération. Par exemple, la résistance statorique du moteur peut être fixée à une valeur minimale de 1Ω . L'écart maximal acceptable est fixé à $0,5\Omega$. Donc le paramètre R_s de tous les individus de la population est compris entre 1 et $1,5\Omega$.

- b. Chacune des solutions doit être évaluée par l'algorithme pour déterminer son niveau de compétitivité. Plusieurs tests sont possibles afin d'effectuer cette tâche. L'auteur cité en [11] propose un calcul de l'erreur quadratique entre un démarrage simulé avec les paramètres de l'individu et le démarrage d'un vrai moteur. Autrement dit, nous appliquons la même entrée de tensions triphasées au modèle simulé que celle appliquée au moteur physique (même amplitude et même fréquence de source) et nous calculons l'erreur quadratique entre le courant fourni par la simulation et celui mesuré sur le vrai moteur. Plus l'erreur quadratique est faible, plus le niveau de compétitivité de l'individu est élevé donc plus il a de chance de se reproduire. Nous répétons la procédure pour chacun des individus.
- c. Lorsque le niveau de compétitivité de chacun des individus est évalué, nous passons à la phase de reproduction. Deux nombres aléatoires sélectionnent deux individus de la population. Ensuite, un nombre aléatoire est généré pour chacun des deux individus. Le niveau de compétition de l'individu " 1 " est comparé à son nombre aléatoire. Si son niveau de compétitivité est supérieur au nombre aléatoire, le candidat est apte à la reproduction. S'il est inférieur, il est alors remplacé par un nouvel individu qui sera à son tour soumis au même test. Le processus se répète jusqu'à ce que le premier individu soit

sélectionné. L'individu " 2 " est alors évalué et la sélection s'effectue de la même manière que celle de l'individu " 1 ". Lorsque nous avons deux individus aptes à la reproduction, nous pouvons passer à l'étape suivante.

- d. La reproduction est effectuée comme suit: chacun des paramètres des individus possède une représentation génétique formée d'un code binaire. À ce sujet, les programmeurs d'algorithmes génétiques ne suggèrent pas de méthodes précises et rigoureuses de représentation des gènes et la créativité est de mise. Dans notre cas, une représentation binaire en point fixe (3:15) (3 bits entiers et 15 fractionnaires.) Si nous avons par exemple l'individu (1) suivant:

$$V_1 = \begin{bmatrix} R_s = 0,035\Omega & L_{ls} = 0,24mH \\ R_r' = 0,028\Omega & L_{lr}' = 0,22mH \\ L_m = 10mH \\ J_r = 5,2 & B_r = 0,8 \end{bmatrix} \quad (6-29)$$

Et l'individu (2) suivant:

$$V_2 = \begin{bmatrix} R_s = 0,043\Omega & L_{ls} = 0,84mH \\ R_r' = 0,018\Omega & L_{lr}' = 0,52mH \\ L_m = 15mH \\ J_r = 4,3 & B_r = 0,56 \end{bmatrix} \quad (6-30)$$

Le code génétique de l'individu (1) selon la représentation en point fixe (3:15) est donnée par le tableau suivant:

Le code génétique de l'individu (2) selon la représentation en point fixe (3:15) est donnée par:

Tableau XIV
Code génétique de l'individu #1

	2^2	2^1	2^0	2^{-1}	2^{-2}	2^{-3}	2^{-4}	2^{-5}	2^{-6}	2^{-7}	2^{-8}	2^{-9}	2^{-10}	2^{-11}	2^{-12}	2^{-13}	2^{-14}	2^{-15}
R_s	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0
Ll_s	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
R_r	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1
Ll_r	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
L_m	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	1
J_r	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1
B_r	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0

Tableau XV
Code génétique de l'individu #2

	2^2	2^1	2^0	2^{-1}	2^{-2}	2^{-3}	2^{-4}	2^{-5}	2^{-6}	2^{-7}	2^{-8}	2^{-9}	2^{-10}	2^{-11}	2^{-12}	2^{-13}	2^{-14}	2^{-15}
R_s	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1
Ll_s	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1
R_r	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1
Ll_r	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
L_m	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1
J_r	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
B_r	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0

- e. Pour chacun des paramètres, un numéro de bit 'bx' est choisi au hasard ($1 \leq b_x \leq 18$ dans le cas présent) et le bit portant ce numéro est échangé d'un

individu à l'autre. L'exemple suivant propose une reproduction typique. Les résultats fictifs de sept tirages aléatoires (un tirage par paramètre) sont compilés dans le tableau XVI.

Tableau XVI

Tirages aléatoires des bits de reproduction.

	R_s	L_{ls}	R_r	L_{lr}	L_m	J_r	B_r
b_x	10	5	11	9	17	5	13

Les deux individus sélectionnés pour la reproduction doivent s'échanger les bits correspondants au numéro aléatoire contenu dans le tableau XVI. Après l'échange, deux nouveaux ensembles de paramètres sont produits remplaçant ainsi leurs parents dans la population. Les tableaux suivants indiquent les nouveaux codes génétiques des nouveaux ensembles de paramètres ainsi que leurs valeurs décodées:

Tableau XVII

Décodage génétique du rejeton #1

	2^2	2^1	2^0	2^{-1}	2^{-2}	2^{-3}	2^{-4}	2^{-5}	2^{-6}	2^{-7}	2^{-8}	2^{-9}	2^{-10}	2^{-11}	2^{-12}	2^{-13}	2^{-14}	2^{-15}	Nouvelles valeurs
R_s	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	1	0	42,8mΩ
L_{ls}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0,214mH
R_r	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1	21,4mΩ
L_{lr}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0,214mH
L_m	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	1	9,98mH
J_r	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	5,512
B_r	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0,527

Tableau XVIII
Décodage génétique du rejeton #2

	2^2	2^1	2^0	2^{-1}	2^{-2}	2^{-3}	2^{-4}	2^{-5}	2^{-6}	2^{-7}	2^{-8}	2^{-9}	2^{-10}	2^{-11}	2^{-12}	2^{-13}	2^{-14}	2^{-15}	Nouvelles valeurs
R_s	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	35,0mΩ
Ll_s	0 0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0,519mH
R_r	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	20,0mΩ
Ll_r	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0,519mH
L_m	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	15,0mH
J_r	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	4,05
B_r	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	0,56

Comme nous pouvons le constater, la reproduction engendre deux nouveaux ensembles de paramètres. Chacun des ensembles comporte en grande partie les gènes des deux parents. Dans le cas de cette reproduction, j'ai utilisé un bit de reproduction mais, certains auteurs préfèrent en utiliser plusieurs.

Le nombre de rejetons produit par la reproduction peut être supérieur à celui de la population. Par contre, il est fortement recommandé de maintenir une population constante avec un certain taux de mortalité infantile. L'évaluation du niveau de compétitivité de chacun des rejetons détermine ceux qui doivent demeurer vivants. Ensuite, nous retournons à l'étape "b" pour une nouvelle itération.

6.5.4 Analyse de la méthode des AG

J'ai expérimenté les algorithmes génétiques dans le cadre de mes recherches. Ces algorithmes présentent quelques avantages. Le principal est que le nombre de paramètres à optimiser n'influence pas le temps de convergence. Ceci est un énorme avantage en comparaison avec la méthode du gradient qui sera abordée dans la section suivante. En revanche, deux sérieux problèmes se posent lors de son utilisation. Dans l'article consulté [11], l'auteur utilise le démarrage d'un moteur afin d'effectuer des comparaisons entre les solutions. En réalité, pour chacun des ensembles de solutions, il doit simuler un démarrage de moteur et évaluer l'erreur entre le courant d'une phase réelle et celui simulé. Ce processus est long car le démarrage d'un moteur de haute puissance nécessite un temps considérable.

De plus, la solution optimale n'est jamais atteinte car cette méthode ne peut qu'approximer les optimums d'une fonction, ce qui peut poser certains inconvénients si nous désirons utiliser ces paramètres pour une commande moderne.

6.6 La méthode du gradient

La recherche à l'aide du gradient est une méthode d'optimisation classique. Cette méthode présente une caractéristique avantageuse par rapport aux algorithmes génétiques: son implantation logicielle est très simple. Voici une brève description de cette méthode.

6.6.1 Description de la méthode du gradient

Soit une fonction $f(x)$ quelconque. Le gradient de cette fonction noté $\nabla f(x)$ indique la direction vers laquelle le taux de variation de celle-ci est maximal en un point donné. Lorsque $f(x)$ est une fonction analytique, nous pouvons appliquer la formule littéraire de

calcul du gradient. Par contre, dans notre cas, la fonction à optimiser n'est pas analytique. Nous devons nous baser sur des critères de performance afin de trouver la direction la plus intéressante afin de se diriger vers un optimum.

À partir d'un ensemble de paramètres quelconques, nous appliquons une variation à tour de rôle sur chacun des paramètres, puis nous effectuons une simulation. Pour chacune des variations, une évaluation des performances de chacun des nouveaux vecteurs de paramètres est effectuée. La direction retenue est celle vers laquelle la variation des paramètres présente une plus grande amélioration. Le processus se déroule jusqu'à l'obtention d'un maximum. Si par exemple, nous avons le vecteur suivant:

$$V(k) = [R_s \ L_{ls} \ R_r' \ L_{lr}' \ L_m \ J_r \ B_r] \quad (6-31)$$

Nous devons tout d'abord imposer des variations à chacun de ces paramètres. L'équation (6-32) nous permet de visualiser ces variations.

$$\left[\begin{array}{l} R_s = R_s + f_1 \times \Delta R_s \quad L_{ls} = L_{ls} + f_2 \times \Delta L_{ls} \\ R_r' = R_r' + f_3 \times \Delta R_r' \quad L_{lr}' = L_{lr}' + f_4 \times \Delta L_{lr}' \\ L_m = L_m + f_5 \times \Delta L_m \\ J_r = J_r + f_6 \times \Delta J_r \quad B_r = B_r + f_7 \times \Delta B_r \\ f_n = \left\{ \begin{array}{c} -1 \ 0 \ 1 \end{array} \right\} \quad n = \left\{ \begin{array}{c} [1 \ 2 \ \dots \ 7] \end{array} \right\} \end{array} \right] \quad (6-32)$$

Nous devons ensuite tester le degré d'exactitude des paramètres générés par l'application des variations. Autrement dit, pour n paramètres, nous avons 3^n combinaisons à tester avant de choisir une direction d'optimisation. Lorsque cette direction est sélectionnée, nous pouvons augmenter les valeurs des Δ tout en conservant la direction afin de

diminuer le temps de convergence. Il faut cependant être prudent lors de l'augmentation des Δ car le comportement dynamique de la machine est très sensible aux valeurs de ses paramètres.

6.6.2 Analyse de la méthode du gradient

Cette méthode présente un avantage sur les algorithmes génétiques car l'utilisateur peut vérifier l'évolution de la situation et arrêter le processus s'il y a stagnation. De plus, la méthode du gradient ne permet pas seulement d'approximer un maximum mais elle permet de l'atteindre. D'un autre côté, cette méthode présente des lacunes. Premièrement, sa rapidité de convergence est largement affectée pour le nombre de paramètres. En effet, pour chacun des pas d'optimisation nous devons tester 3^n possibilités avant de prendre une décision. De plus, la méthode d'évaluation de la 'meilleure direction' n'est pas simple à effectuer puisqu'il y a une multitude de facteurs qui entrent en ligne de compte, tels que les courants et le glissement du moteur. Nous ne pouvons donc pas utiliser cette méthode telle qu'elle se présente actuellement.

6.7 Méthode de recherche aléatoire avec analyse des valeurs propres

Cette méthode est encore à un stade expérimental. Il n'y a pas de références concernant cette méthode que j'ai personnellement développée. Les résultats à ce jour sont intéressants mais il y a encore beaucoup de chemin à faire. Ce chapitre présente tout de même des résultats préliminaires.

6.7.1 Recherche des critères

Dans les sections précédentes, nous avons abordé trois méthodes différentes de recherche des paramètres dont deux utilisant des algorithmes d'optimisation. J'ai constaté en les utilisant qu'elles ne sont pas mauvaises. En réalité, ce ne sont pas les méthodes

d'optimisation qui posent des problèmes mais plutôt l'évaluation du degré d'exactitude des paramètres. Par exemple, pour les algorithmes génétiques, nous devons simuler le comportement dynamique de la machine durant quelques secondes pour obtenir le courant de démarrage. Ceci semble anodin mais il ne faut pas oublier que la population utilisée dans ce type d'algorithme est rarement inférieure à 100 individus. Ceci implique que nous devons effectuer la même simulation 100 fois pour une seule itération. Ce processus est long et de plus, il faut posséder la courbe du courant de démarrage du moteur en question, ce qui n'est pas souvent le cas.

Suite à l'utilisation de cette méthode et de celle du gradient, j'en suis venu à la conclusion que ce ne sont pas les méthodes d'optimisations qui sont inefficaces mais plutôt les critères de sélection des paramètres. En réalité, je n'ai pas mis beaucoup d'efforts sur la recherche d'une technique d'optimisation, car j'utilise une méthode de recherche aléatoire, ce qui est à un certain point de vue discutable. La grande partie de mon travail est concentrée sur la recherche des critères de sélection des ensembles de paramètres. Nous allons donc étudier ces critères pour ensuite effectuer un exemple de recherche à l'aide de l'algorithme de recherche aléatoire.

6.7.2 Critères de sélection utilisés

Les formules en régime permanent de la machine asynchrone présentées dans la section 6.3 sont très intéressantes car les fiches de performance fournies par les fabricants présentent des mesures recueillies dans ces conditions. De plus, elles sont rapides à évaluer et elles sont analytiques. Après plusieurs investigations, j'ai orienté mon choix sur ces formules.

Le nombre de critères de sélection des paramètres varie selon la précision de la fiche technique des machines. Dans la plupart des cas, nous possédons au moins un courant, une vitesse, un facteur de puissance ainsi que le rendement à pleine charge de la machine.

La mécanique utilisée pour l'évaluation du degré d'exactitude des paramètres est simple. Pour des paramètres de machines quelconques nous calculons les courants, les facteurs de puissance et les rendements à partir des relations développées dans la section 6.3. Ainsi, nous pouvons savoir, pour différentes conditions de charge de la machine, si le jeu de paramètres que nous voulons tester présente un bon degré d'exactitude par rapport aux valeurs recueillies à partir de la fiche technique de la machine. Cette évaluation est simple et rapide.

Même si ceci donne de bons résultats, il reste une ombre au tableau. D'après l'expérience que j'ai de la recherche des paramètres des machines asynchrones, je sais qu'il y a plusieurs ensembles de paramètres qui permettent d'obtenir les bonnes valeurs en régime permanent. Cependant, ceci ne garantit en rien la stabilité de la simulation. La simulation du système nous permet, dans une certaine mesure, d'évaluer ce critère important mais une solution beaucoup plus simple est proposée.

Nous savons que la matrice de simulation de la machine asynchrone est fonction de la vitesse et qu'il est très difficile d'effectuer une analyse formelle de ses caractéristiques. Toutefois, une analyse numérique des valeurs propres de la matrice en fonction de la vitesse est facilement réalisable. Donc, sans aucune simulation, il est possible de connaître la stabilité du système, ce qui est avantageux.

En résumé, nous pouvons déterminer l'exactitude des paramètres que nous voulons évaluer en utilisant les équations en régime permanent de la machine. Nous pouvons ensuite vérifier la stabilité par une analyse des valeurs propres de la matrice d'état de la machine. Ces deux évaluations sont très rapides à effectuer et ce, sans aucune simulation. La prochaine section présente un exemple de l'utilisation de ces critères.

6.7.3 Optimisation à l'aide d'une recherche aléatoire

Tel que mentionné précédemment, la méthode d'optimisation utilisée est une recherche aléatoire. Le but de cette section n'est pas de démontrer la validité de cette méthode de recherche, mais plutôt de présenter l'utilisation des critères de sélection des paramètres.

Nous devons d'abord assigner à chacun des paramètres une valeur minimum acceptable. Par exemple, une résistance statorique minimale de base de $1\text{m}\Omega$ est acceptable pour un moteur de puissance moyenne. Une variation aléatoire positive est permise sur cette valeur (ainsi que sur tous les autres paramètres.) C'est à dire que pour chacun des paramètres, nous devons appliquer la formule (6-33).

$$P_k = P_k + rand(0, 1) \times \Delta P_k \quad (6-33)$$

La fonction '*rand*' du logiciel Matlab permet d'obtenir des nombres aléatoires de distribution uniforme variant entre 0 et 1. Ainsi, la valeur de chacun des paramètres est sélectionnée aléatoirement pour chacune des évaluations de performance.

L'évaluation d'un jeu de paramètres obtenus est simple et rapide en utilisant les relations de la section 6.3. Lorsque l'algorithme d'optimisation rencontre les valeurs contenues dans la fiche technique, l'algorithme s'arrête. Les critères de sélection sont fixés par l'utilisateur et selon les renseignements disponibles.

6.7.4 Exemple de l'utilisation de la méthode

Nous allons maintenant effectuer un exemple. Prenons la fiche technique suivante d'un moteur de 10Hp à 575 Volts de la compagnie Baldor (www.baldor.com) :

Rating - Nominals		Characteristics	
Rated Output	10 HP	Full Load Torque	30 LB-FT
Volts	575	Break Down Torque	121 LB-FT 403 % of F.L. Torque
Full Load Amps	10	Locked-Rotor Torque	56 LB-FT
Speed	1760	Starting Current (Amps)	72.5
Hertz	60	No-Load Current (Amps)	4.4
Phase	3	Line-line Resistance @ 25°C	
NEMA Design Code	A	Temperature Rise, C @ FL (in deg)	44
LR KVA Code	J		
Efficiency	91.7		
Power Factor	83		
Service Factor	1.00		
Rating - Duty	40C AMB-CONT		

Load Characteristics - Tested							
% of Rated Load	25	50	75	100	125	150	S.F.
Power Factor	46	67	78	83	85	86	84
Efficiency	86.6	91.0	91.9	91.9	91.1	90.1	91.4
Speed (rpm)	1792	1785	1777	1769	1759	1748	1763
Line Amperes	5.0	8.3	8.00	10.0	12.2	14.6	11.4

Figure 6-2 Fiche technique d'un moteur de 10 Hp, 575 Volts.

Comme nous pouvons le constater sur la figure 6-2, beaucoup d'informations sont disponibles sur le comportement du moteur. Pour chacune des conditions de charge, nous possédons le facteur de puissance, l'efficacité, la vitesse ainsi que le courant de ligne de la machine. Bien souvent, les informations contenues dans ces fiches sont moindres. Cependant, comme nous l'avons mentionné précédemment, le courant à pleine charge, le facteur de puissance à pleine charge, la vitesse à pleine charge et le courant à vide de la machine sont généralement suffisants pour appliquer l'algorithme. En réalité, plus nous possédons d'informations sur le moteur, plus la validation des résultats est facile.

Le tableau XIX présente deux jeux de paramètres qui satisfont les valeurs en régime permanent de la fiche technique de la machine pour une tolérance de 6%.

Tableau XIX
Valeurs des deux jeux de paramètres

Paramètres	Ensemble 1	Ensemble 2
R_s	1,34 Ω	1,45 Ω
L_{ls}	0,238mH	6,01mH
R_r	0,667 Ω	0,638 Ω
L_{lr}	0,238mH	6,01mH
L_m	189,7mH	195,8mH

Si nous substituons ces valeurs dans les équations du moteur en régime permanent, nous obtenons les résultats suivants (en supposant le glissement identique à celui de la fiche technique):

Tableau XX
Valeurs des critères en régime permanent du jeu #1

Conditions de test de l'ensemble 1	Facteur de puissance $\cos(\varphi) \times 100$	Courant de ligne en Ampères	Vitesse (r/min)	Couple électromagnétique développé (N.m)
Sans charge	7,8	4,65	1799	1,45
25%	44,5	5,1	1792	11,45
50%	67,8	6,13	1785	21,13
75%	81,6	7,68	1777	31,18
100%	88,53	9,42	1769	42,18

Tableau XXI
Valeurs des critères en régime permanent du jeu #2

Conditions de test de l'ensemble 2	Facteur de puissance $\cos(\varphi) \times 100$	Courant de ligne en Ampères	Vitesse (r/min)	Couple électromagnétique développé (N.m)
Sans charge	8,12	4,37	1799	1,43
25%	45,78	4,89	1792	11,28
50%	67,72	6,04	1785	20,76
75%	80	7,71	1777	31,11
100%	85	9,55	1769	40,92

À première vue, il n'y a pas de différences très marquées entre les résultats en régime permanent des deux jeux de paramètres. Les courants, les facteurs de puissance ainsi que les couples correspondent assez bien à ceux de la fiche technique. Les figures 6-3 et 6-4 illustrent les simulations effectuées avec chacun des jeux de paramètres. Comme vous pouvez le constater sur la figure 6-3, le jeu de paramètre 1 donne une réponse dynamique extrêmement perturbée ce qui est tout à fait inacceptable.

Par contre, si nous observons la figure 6-4, nous pouvons observer que les formes d'ondes sont tout à fait stables. La question que nous devons nous poser maintenant est: aurait-il été possible de prévoir les résultats dans le deux cas? Eh bien, l'analyse des valeurs propres répond très bien à cette question fondamentale mais avant de visualiser les résultats de cette analyse, nous allons faire des commentaires généraux sur la nature des trajectoires des valeurs propres de la matrice de simulation.

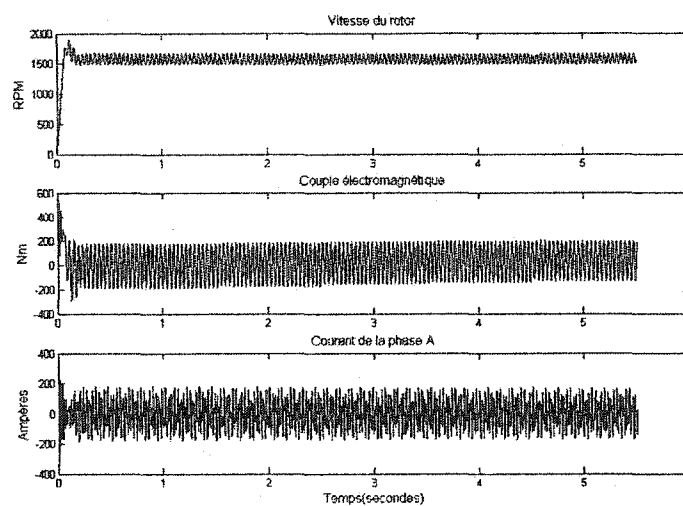


Figure 6-3 Résultats de simulation avec le jeu de paramètre 1.

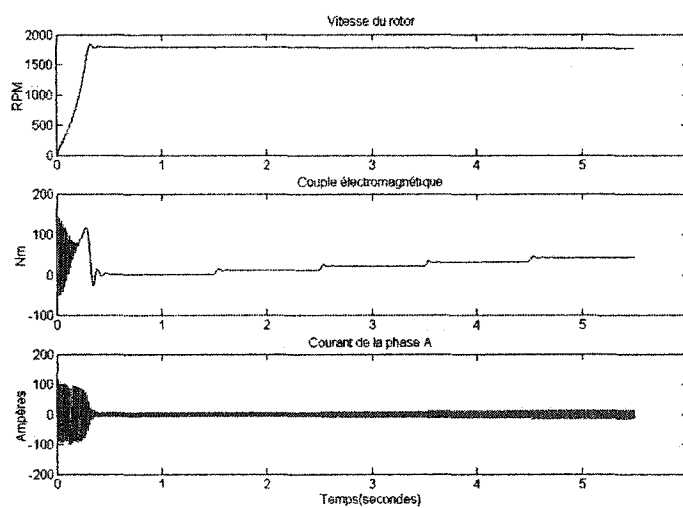


Figure 6-4 Résultats de simulation avec le jeu de paramètre 2.

6.7.4.1 Trajectoires des valeurs propres

Nous allons effectuer une analyse des trajectoires de valeurs propres de la matrice de simulation de la machine (répétée ici par convenance):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} -L_r R_s & -L_{sr}^2 \omega_m & R_r L_{sr} & -L_r L_{sr} \omega_m \\ L_{sr}^2 \omega_m & -L_r R_s & L_r L_{sr} \omega_m & R_r L_{sr} \\ R_s L_{sr} & L_s L_{sr} \omega_m & -L_s R_r & L_r L_s \omega_m \\ -L_s L_{sr} \omega_m & R_s L_{sr} & -L_r L_s \omega_m & -L_s R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$

$$D = L_r' L_s - L_m^2$$

Les commentaires de cette section ne sont que subjectifs. En fait, c'est impossible de démontrer analytiquement les faits suivants concernant les valeurs propres [5]. Ils peuvent être utilisés à titre indicatif seulement et ils proviennent de mon expérience personnelle dans le domaine de l'identification des valeurs propres des machines asynchrones:

1. La matrice possède deux paires de pôles conjugués.
2. Les parties imaginaires des pôles ne sont pas nulles.
3. Les parties réelles des pôles ne sont pas nulles.
4. Les parties réelles des pôles sont négatives.
5. Il y a deux trajectoires types des valeurs propres. La trajectoire '1' débute avec une valeur négative faible pour se diriger vers une valeur négative plus élevée au fur et à mesure que la vitesse augmente. La trajectoire '2' débute avec une valeur négative élevée et cette valeur diminue avec la vitesse.

6. La partie réelle de la trajectoire '2' est toujours plus négative que celle de la trajectoire '1'.

Ces six points sont très importants dans l'analyse des valeurs propres de la matrice d'état de la machine asynchrone.

Pour revenir à notre exemple, les figures 6-5 et 6-6 illustrent la variation des valeurs propres de la matrice d'état 'A ' en fonction de la vitesse pour les jeux de paramètres '1' et '2' respectivement. En fait, les remarques faites précédemment au sujet des valeurs propres s'appliquent. Pour chacun des tracés, vous pouvez observer que les trajectoires sont très différentes pour les deux jeux de paramètres.

Dans le cas du premier jeu de paramètres, la partie réelle de la première valeur propre débute à -2,35 pour terminer sa course à -11,2. Dans le cas du deuxième jeu de paramètres, la trajectoire de la première valeur propre débute sa course à -2,22 pour se terminer à -50,55. Il est facile de constater sans aucune simulation que le deuxième jeu de paramètres est supérieur au premier car il présente une plus grande stabilité. Ainsi, le problème très important de la stabilité dans la sélection des paramètres est résolu et le jeu de paramètres '2' est sélectionné.

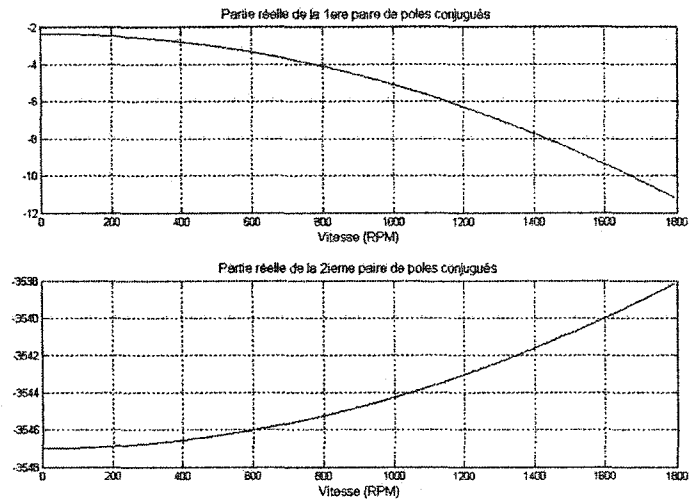


Figure 6-5 Variation des valeurs propres en fonction de la vitesse pour le jeu #1.

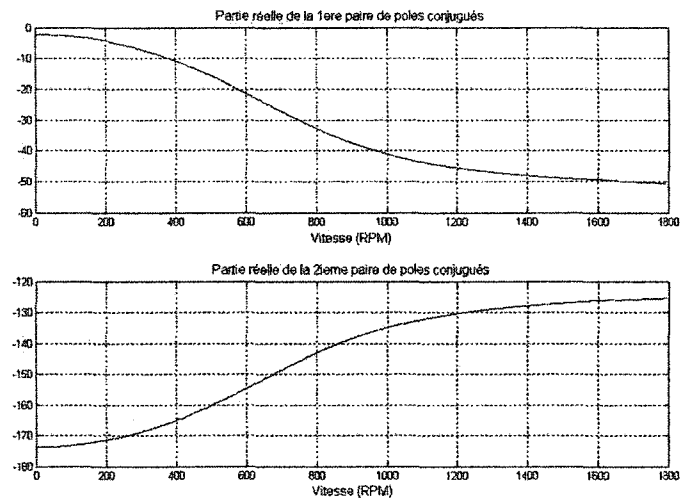


Figure 6-6 Variation des valeurs propres en fonction de la vitesse pour le jeu #2.

6.8 Calcul du coefficient de friction et de l'inertie

Nous avons précédemment déterminé les paramètres du modèle électrique de la machine asynchrone. Nous devons maintenant en déterminer les paramètres mécaniques. En ce qui concerne l'inertie, il n'y a pas de moyen de la retrouver à partir des fiches techniques, ni en simulation car l'inertie n'affecte pas le régime permanent du moteur. D'un autre côté, quelques sites internet fournissent ce renseignement pour différentes puissances de moteur. Par contre, le coefficient de friction peut être déterminé à partir de la fiche technique. L'information n'est pas directement disponible, mais il y a une bonne façon de l'approximer.

L'analyse des puissances réelles du moteur nous renseigne sur la distribution des pertes joules. Nous devons considérer les deux pertes importantes suivantes:

1. les pertes joules associées aux résistances statoriques et rotoriques;
2. les pertes joules associées à la friction des roulements à billes et à la ventilation;

Si nous considérons la fiche technique du moteur de 10Hp de la figure 6-2, nous pouvons repérer les valeurs suivantes pour une charge de 25% de la charge nominale:

Tableau XXII
Faibles conditions de charge

Conditions de test de l'ensemble 2	Facteur de puissance $\cos(\varphi) \times 100$	Courant de ligne en Ampères	Vitesse (r/min)	Couple électromagnétique développé (N.m)
25%	45,78	4,89	1792	11,28

La puissance mécanique délivrée à la charge est donnée selon la relation suivante:

$$P_{charge} = T_{charge} \times \omega_{charge} \quad (6-34)$$

Si nous effectuons le calcul avec la vitesse et le couple cité dans le tableau XXII, nous obtenons:

$$P_{charge} = 10,16 \times 1792 \times \frac{\pi}{30} = 1907 W \quad (6-35)$$

La puissance active qui provient du réseau est donnée par la relation suivante:

$$P_{active} = \sqrt{3} E_l I_l \cos(\varphi) \quad (6-36)$$

Avec les valeurs du tableau XXII, nous calculons que:

$$P_{active} = \sqrt{3} \times 575 \times 0,46 = 2291 W \quad (6-37)$$

Nous avons donc une perte nette de $2291 W - 1907 W = 384 W$.

La puissance perdue dissipée dans la résistance statorique est donnée par:

$$P_{R_s} = 3 \times R_s \times i_s^2 \quad (6-38)$$

Si nous effectuons le calcul pour une charge de 25%, nous obtenons que:

$$P_{R_s} = 3 \times 5^2 \times 1,45 = 108,75 W \quad (6-39)$$

Le coefficient de friction du modèle de la machine est directement proportionnel à la vitesse de la machine. Le couple de friction développé par le moteur est donc:

$$T_{friction} = B\omega \quad (6-40)$$

La puissance développée par le couple de friction est donnée par la relation suivante:

$$P_{friction} = T_{friction} \times \omega_{friction} = B\omega^2 \quad (6-41)$$

Si nous substituons par les valeurs numériques dans (6-41), nous obtenons que:

$$(384 - 108,75) = B \times \left(1792 \times \frac{\pi}{30}\right)^2 \Rightarrow B = 0,0078 \quad (6-42)$$

Cette valeur est une bonne approximation de la valeur réelle de frottement. Une simulation comprenant les paramètres électriques et mécaniques nous permet de parfaire ce coefficient. Si nous avons un facteur de puissance supérieur à celui que nous devrions avoir, la valeur du coefficient de friction est trop élevée. Si par contre, le facteur de puissance est trop bas, le coefficient de friction doit être augmenté. Bien entendu, il faut avoir trouvé des bons paramètres électriques avant de faire cet ajustement.

6.9 Application de la méthode à la machine utilisée en pratique

Nous avons appliqué la méthodologie de la section précédente pour l'identification des paramètres de la machine utilisée dans le chapitre 4. Nous avons d'abord recueilli en laboratoire des données similaires à celles de la figure 6-2. Ces données sont tabulées dans le tableau suivant:

Tableau XXIII
Caractéristiques en charge de la machine de 3Hp

# Test	Vin (RMS)	Iin (RMS)	Angle VI	Vitesse (r/min)	Couple mécanique (N.m)
1	138,4	1,4	61,8	1792	Sans charge
2	137	1,79	35,9	1776	1,478
3	136	2,214	24,62	1763	2,551
4	135	2,67	22,46	1752	3,425
5	134	3,592	19,01	1727	4,918

Les réglages de base de l'algorithme de la recherche aléatoire sont disponibles dans le tableau XXIV. Les résultats de cinq itérations utilisant la méthode sont disponibles dans le tableau XXV. Les cases identifiées 'valeurs propres' indiquent les valeurs maximales des parties réelles des quatre valeurs propres tel que discuté dans la section 6.7.4.1. Les temps de convergence des itérations sont indiqués. Puisque la méthode est entièrement aléatoire, il n'y a pas de relation entre ces temps. Par contre, nous pouvons observer que la convergence est assez rapide.

Tableau XXIV
Réglages de base de la recherche aléatoire.

Paramètres	Valeur de base	Δ
R_s	0.1m Ω	3 Ω
R_r'	0.1m Ω	3 Ω
L_{ls}	1mH	10mH
L_{lr}'	1mH	10mH

Tableau XXIV
Réglages de base de la recherche aléatoire.

Paramètres	Valeur de base	Δ
L_m	100mH	300mH

Tableau XXV
Résultats des itérations.

Paramètres	#1	#2	#3	#4	#5
R_s	2,176	2,781	2,505	2,848	2,252
R_r'	1,443	1,421	1,449	1,423	1,443
L_{ls}	1,54mH	1,65mH	1,02mH	1,42mH	1,85mH
L_{lr}'	1,54mH	1,65mH	1,02mH	1,42mH	1,85mH
L_m	270mH	273mH	283mH	255mH	275mH
Valeurs propres	-32	-28.7	-20	-24.8	-38
Temps	2,2s	8,1s	3,1s	9,4s	1,8

6.10 Conclusion

Nous avons tout d'abord effectué une revue de quelques techniques de mesure des paramètres de la machine asynchrone. Puis nous avons introduit une nouvelle méthode expérimentale d'évaluation des critères de sélection. Cette méthode fonctionne très bien. Elle est très simple et donne d'excellents résultats. Par contre, il reste beaucoup de travail

à faire pour augmenter la rapidité de convergence. Voici quelques pistes qui seront étudiées dans les prochains mois:

La première piste consiste en une recherche en ligne selon la méthode du gradient. En effet, lorsque nous trouvons un bon jeu de paramètres, il est facile de vérifier la direction vers laquelle il faut se diriger pour augmenter la stabilité du système. Ceci évitera de faire une multitude de recherches aléatoires et d'obtenir les meilleurs paramètres possibles.

La deuxième piste concerne les variations acceptables des paramètres et des valeurs minimales. Actuellement, nous ne possédons pas un large inventaire de paramètres électriques des machines. Dès que notre groupe de recherche aura constitué une banque de jeux de paramètres pour différentes puissances de machines, nous pourrons réduire considérablement le temps de recherche en diminuant les variations admissibles des paramètres.

CONCLUSION

Les contributions apportées par ce travail à la recherche dans le domaine des entraînements électriques sont variées.

Nous avons tout d'abord démontré qu'il est possible de valider expérimentalement le comportement des machines réelles et celles utilisées en simulation. Cette validation est très rarement effectuée même dans les meilleurs volumes concernant les entraînements électriques.

Ensuite, nous avons démontré qu'il est possible de raccorder une commande externe à un simulateur en temps réel d'entraînement électrique en boucle ouverte et en boucle fermée. Les interminables simulations effectuées en temps différé servant à valider l'approche confirme la nécessité de la simulation temps réel.

Finalement, nous avons abordé la question épineuse des paramètres de simulation. Une revue de quelques techniques actuellement utilisées a été effectuée. Par la suite, j'ai introduit la méthode que j'ai développée. Cette méthode permet, avec un minimum d'informations, de trouver rapidement des paramètres stables pour la simulation des machines asynchrones.

RECOMMANDATIONS

Malgré les résultats obtenus, il reste de nombreux travaux à effectuer concernant la simulation des entraînements électriques.

Premièrement, des expérimentations nécessitant des rétroactions plus rapides du simulateur doivent être envisagées. En effet, dans le cadre de ce travail, nous avons testé la simulation en temps réel en utilisant une rétroaction de vitesse qui est assez lente. Les hystérésis de courant utilisées dans la commande vectorielle à flux orienté est un exemple d'une boucle beaucoup plus rapide.

Deuxièmement, un raffinement de la méthode de simulation permettant d'augmenter la précision de celle-ci doit être effectué. L'utilisation des boucles de courants des commandes modernes exige beaucoup de précision.

ANNEXE 1

Paramètres des simulations du chapitre 4

Paramètres de la machine utilisés pour la comparaison théorique et pratique

- $R_s = 2.3$
- $L_{ls} = 2.8\text{mH}$
- $R_r = 1.43$
- $L_{lr} = 2.8\text{mH}$
- $L_m = 261.6\text{ mH}$
- $J_r = 0.0933$
- $B_r = 0.0005$
- $K_v = 18\text{e-}6$ (Constante du ventilateur de la machine.)

Paramètres de la machine utilisés pour la simulation en temps réel et en temps différé

- $R_s = 2.2$
- $L_{ls} = 4.5\text{mH}$
- $R_r = 1.3$
- $L_{lr} = 4.5\text{mH}$
- $L_m = 215\text{ mH}$
- $J_r = 0.0933$
- $B_r = 0.01$

Plaque signalitique de la machine utilisée en laboratoire:

- Fabricant : ABB
- Tension nominale : 380Y 60 Hz
- Courant de ligne nominal: 5.6A
- Puissance 2.46 kW
- Vitesse nominale 1725 rpm

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

1. Champagne, R. (2001). Simulation en temps réel à l'aide d'une représentation d'état: application à un entraînement électrique basé sur une représentation d'état (thèse de Doctorat). École de technologie supérieure, Montréal.
2. Balabanian, N., Bickart, T.A. (1969). Electrical Network Theory. New York : John Wiley & Sons, inc.
3. Chua, L.O., Lin, P.M. (1975). Computer-Aided Analysis of Electronic Circuits: Algorithms and Computational Techniques. New Jersey : Prentice Hall.
4. Hartley, T.T., Beale, G.O., Chicatelli, S.P. (1994). Digital Simulation of Dynamic Systems: A Control Theory Approach. New Jersey : Prentice Hall.
5. Krause, P.C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S.D. (1995). Analysis of electric machinery. New York : IEEE Press.
6. Takahashi, I., Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Transactions on Industry Applications, IA-22(5), pp. 820-827.
7. Chantelain, J. (1983). Machines électriques. Suisse : Presses polytechniques romandes.
8. Grelet, G., Clerc, G., (1997). Actionneurs électriques : Principes, modèles et commande. France : Éditions Eyrolles.
9. Ogata, K., (1987). Discrete time control system. New-Jersey : Prentice-Hall, Inc.
10. Nise, N., (1995). Control system engineering. Menlo Park : Addison-Wesley publishing Company.

11. Huang, K.S., Wu, Q.H., Turner, D.R., (2002). Effective identification of induction motor parameter based on fewer measurements. IEEE Transactions on energy conversion, pp. 55-60.
12. Zhou, K., Wang, D., (2002). Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis. IEEE Transactions on energy conversion, pp. 186-190.
13. Bose, B., (2002). Modern power electronics and AC drives. New-Jersey : Prentice-Hall, Inc.
14. Grant, D., Gowar, J., (1989). Power MOSFETS. New York : J. Wiley and Sons.
15. Harunur, R., (1988). Power electronics. New-Jersey : Prentice-Hall, Inc.
16. Harman, T.L., (1991). The Motorola MC68832 microcontroller. New-Jersey : Prentice-Hall, Inc.
17. Dubey, G.K., (1989). Power semiconductor controlled drives. New-Jersey : Prentice-Hall, Inc.